



João Miguel Gonçalves Matos

Supressão de Transitórios de Ligação de um Transformador com um Contactor Electrónico

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Doutor Mário Ventim Neves,
Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova
de Lisboa



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Março de 2012

Supressão de Transitórios de Ligação de um Transformador com um Contactador Electrónico

Copyright © João Miguel Gonçalves Matos, FCT/UNL, UNL

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa tem o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Durante o meu percurso académico foram várias as pessoas que me acompanharam e apoiaram, e às quais faço questão de agradecer.

Ao Professor Mário Ventim Neves, meu orientador, por estar sempre disponível, pelos conselhos e ensinamentos transmitidos.

À Professora Anabela Gonçalves Pronto pela explicação e cedência dos parâmetros do transformador, indispensáveis à realização das simulações na presente dissertação.

Queria também agradecer a todos os Professores do Departamento de Engenharia Electrotécnica que contribuíram directa ou indirectamente para a minha formação académica e pessoal.

Aos meus colegas e amigos por toda a força, amizade e pelas sugestões que contribuíram para a realização deste trabalho.

À minha família, em particular aos meus pais e irmã, pela compreensão, pelos valores transmitidos e todo o apoio nos bons e maus momentos.

A ti, Ana, pelo teu incentivo, compreensão e força. Por me guiares e por fazeres de mim a pessoa que sou. Por tudo.

Sumário

Os transformadores constituem uma peça fundamental em sistemas de potência e em centrais eléctricas. A segurança e a estabilidade dos transformadores são, por isso, factores importantes e imprescindíveis ao funcionamento diversos sistemas eléctricos.

Durante a energização do transformador em vazio, a característica de saturação do núcleo de ferro pode originar correntes transitórias de magnetização, que podem exceder, em alguns casos, a corrente nominal. As correntes transitórias de magnetização podem levar a um mal funcionamento das protecções da rede, em danos ou redução da vida do transformador, e na diminuição da qualidade de energia no sistema. A magnitude de correntes transitórias de magnetização está directamente relacionada com o valor da tensão aplicada no momento em que o transformador é ligado. Num transformador trifásico, quando todas as fases são ligadas ao mesmo tempo, pelo menos uma fase é ligada fora de tempo, levando o núcleo do transformador à saturação.

Neste trabalho desenvolveu-se um método capaz de ligar cada uma das fases do transformador no instante preciso. Assim, o transformador é conectado à rede quando a tensão de cada fase está a passar no seu pico máximo. Consequentemente, o fluxo magnético assimétrico inicial é reduzido, levando a uma diminuição significativa das correntes transitórias de magnetização. A estratégia utilizada incluiu a análise do método desenvolvido através de simulações e da posterior implementação do circuito para um autotransformador trifásico. Em suma, este trabalho apresenta um método simples e de baixo custo para reduzir as correntes transitórias de magnetização provocados pela energização do transformador.

Palavras-chave: correntes transitórias de magnetização, energização do transformador, autotransformador, instante de ligação.

Abstract

Transformers are key equipment in power systems and power plants. Security and stability of transformers are both important and necessary for system operation.

During unloaded transformer energization, the saturation characteristic of the iron core can cause an inrush current that is several times as greater as the rated current. These inrush currents might result in malfunction of the differential relay, in damage or lifetime reduction of the transformer, and in the diminution of the power quality in the system. The magnitude of inrush currents is directly related to the value of applied voltage at the time that the transformer is energized. In a three-phase transformer when all the phases are powered up at the same time, at least one phase is connected out of time, driving transformer cores into saturation.

In this work it was developed a method capable of turning on each phase of the transformer at the appropriate time. Thus, the transformer was set up to connect when the voltage of each phase is passing through its peak. As a consequence, the initial asymmetrical magnetic flux is reduced, which leads to a significantly reduction of the inrush currents. The strategy used includes the analysis of the method by simulations and the further implementation of the circuit for a three-phase autotransformer. Overall, this work presents a simple and low cost method to reduce inrush currents caused by transformer energization.

Keywords: Inrush current, transformer energization, autotransformer, switching time.

Índice

Agradecimentos.....	v
Sumário	vii
Abstract	ix
Índice de Figuras	xiii
Acrónimos e Símbolos	xvii
1 Introdução.....	1
1.1. Motivação	1
1.2. Objectivos.....	2
1.3. Metodologia	2
1.4. Estrutura da tese	3
2 Estado de Arte	5
2.1. Pré-inserção de resistências	5
2.2. Ligação no pico máximo da tensão.....	7
2.3. Comutação tendo em conta o fluxo residual	7
2.4. Redução do fluxo residual de magnetização	10
2.5. Componente harmónico	11
2.6. Análise da forma de onda	11
2.7. Redes Neurais e Lógica Fuzzy	12
3 Fundamentos Teóricos.....	15
3.1. Materiais magnéticos.....	15
3.1.1. Curva de primeira magnetização	15
3.1.2. Ciclo de histerese	16
3.1.3. Corrente de magnetização	16
3.2. Transitórios eléctricos.....	19
3.2.1. Introdução.....	19
3.2.2. Parâmetros dos Circuitos	19
3.3. Transitórios em transformadores	20
3.3.1. Interpretação Física do Problema	22

3.3.2.	Factores que afectam a magnitude das correntes transitórias de magnetização...	26
3.3.3.	Características que afectam a duração das correntes transitórias de magnetização	26
3.3.4.	Impacto das correntes de magnetização nos enrolamentos do transformador	27
3.3.5.	Vantagens de uma comutação controlada.....	28
4	Visão geral do sistema	29
5	Transitórios de ligação: análise teórica e simulação.....	35
5.1.	Ligação simultânea das três fases	36
5.2.	Ligação controlada das três fases.....	38
5.2.1.	Núcleo sem fluxo residual	39
5.2.2.	Núcleo com fluxo residual	39
6	Dimensionamento e Simulação do Controlador.....	43
7	Implementação prática, resultados e discussão	49
7.1.	Características do Autotransformador trifásico utilizado para ensaios	49
7.2.	Implementação do Sistema	52
7.3.	Ligação simultânea das três fases	57
7.4.	Ligação controlada de cada fase	59
8	Conclusões e trabalho futuro	61
9	Bibliografia	65
	Anexo I – Esquema do Circuito Electrónico.....	69

Índice de Figuras

Figura 1 – Ligação sequencial de cada fase com resistência ligada à massa.	6
Figura 2 – Energização do transformador quando a tensão atinge o pico máximo.	7
Figura 3 – Diagrama de blocos do dispositivo electrónico multipolar, programável, com temporização independente dos pólos.	8
Figura 4 - Momento ideal para ligar o transformador. Pontos óptimos de ligação (1) e (2).	9
Figura 5 – Esquema do controlo proposto em (Ebner et al., n.d.).	10
Figura 6 – Curva de magnetização inicial.	15
Figura 7 – Ciclo de histerese.	16
Figura 8 – (a) Metade superior do ciclo de histerese. (b) Fluxo sinusoidal e corrente de excitação	18
Figura 9 – Formas de onda da tensão, fluxo e corrente de excitação.	18
Figura 10 – Magnitude da corrente transitória de magnetização. a) Fluxo simétrico. b) Fluxo assimétrico.	21
Figura 11 – Relação entre o fluxo e a tensão no instante de comutação.	22
Figura 12 – Fluxo no núcleo representado para o pior caso de energização.	23
Figura 13 – Ciclo de histerese e curva de magnetização para a corrente transitória prevista ...	23
Figura 14 – Momento ideal para ligar o transformador. Pontos óptimos de ligação (1) e (2)	24
Figura 15 – Circuito equivalente para o cálculo da corrente de magnetização	24
Figura 16 – Modelo simplificado do circuito implementado.	30
Figura 17 – Esquema do circuito eléctrico projectado.	31
Figura 18 – Circuito electrónico utilizado, por fase, para gerar o sinal de impulso ao interruptor.	32
Figura 19 – Sistema implementado, por fase, para ligar o transformador no instante óptimo ...	33
Figura 20 - Ciclo de histerese do transformador usado para as simulações.	35
Figura 21 – Modelo usado para obtenção das correntes de magnetização para o mesmo instante de ligação.	36
Figura 22 – Correntes de magnetização, das três fases, para o mesmo instante de ligação do transformador.	37
Figura 23 – Formas de onda do fluxo e corrente transitória de magnetização, de uma fase, para o pior caso de ligação do transformador.	37
Figura 24 – Modelo para simulação do transformador trifásico para uma ligação controlada de cada fase.	38
Figura 25 – Formas de onda do fluxo e corrente de magnetização obtidas quando o transformador é ligado no pico máximo da tensão e sem fluxo residual.	39
Figura 26 – Formas de onda do fluxo e corrente de magnetização obtidas quando o transformador é ligado no pico máximo da tensão e fluxo residual igual a $+\phi_r$	40

Figura 27 – Formas de onda do fluxo e corrente de magnetização obtidas quando o transformador é ligado no pico máximo da tensão e fluxo residual igual a $-\phi_r$.	41
Figura 28 - Formas de onda do fluxo e corrente transitória de magnetização obtidas quando o transformador é ligado no momento em que a tensão é zero, e para quando o transformador é ligado assim que a tensão atinge o valor máximo.	42
Figura 29 – Circuito Integrador.	43
Figura 30 – Sinais de entrada e saída do integrador.	44
Figura 31 – Circuito integrador e comparador.	45
Figura 32 – Tensão aplicada, e formas de onda da saída do integrador e do comparador.	45
Figura 33 – Esquema final do circuito electrónico para comando de uma fase.	46
Figura 34 – Resultados obtidos para o circuito da Figura 33.	46
Figura 35 – Resultados obtidos para o circuito da Figura 33, para $R_4 = 100\text{k}\Omega$ e $C_2 = 10\mu\text{F}$.	47
Figura 36 – Autotransformador trifásico usado para realizar os ensaios.	49
Figura 37 – Esquema do autotransformador trifásico com tensão de saída variável.	49
Figura 38 – Formas de onda da tensão e corrente do primário do autotransformador para a fase A.	50
Figura 39 – Formas de onda da tensão e corrente do primário do autotransformador para a fase B.	50
Figura 40 – Formas de onda da tensão e corrente do primário do autotransformador para a fase C.	50
Figura 41 – Curva de histerese com “ciclo largo”.	51
Figura 42 – Registo temporal da corrente para a curva de histerese da Figura 41.	52
Figura 43 – Circuito de comando para a fase A.	52
Figura 44 – Circuitos de comando para a fase B e C.	52
Figura 45 – <i>Optocoupler</i> MOC3020.	53
Figura 46 – Pormenor do esquema eléctrico de montagem do <i>optcoupler</i> e do triac.	53
Figura 47 – Aspecto geral do circuito de comando construído.	54
Figura 48 – Formas de onda da tensão aplicada ao transformador no momento de ligação (amarelo) e do sinal de impulso ao interruptor electrónico (amarelo).	54
Figura 49 – Formas de onda dos sinais de impulso produzidos pelo circuito electrónico analógico, para duas fases.	55
Figura 50 – Contactores electromecânicos utilizados para curto circuitar os interruptores electrónicos.	56
Figura 51 – Esquema de ligação dos contactores mecânicos. a) circuito de potência; b) circuito de comando.	56
Figura 52 – Formas de onda das correntes de magnetização do autotransformador trifásico obtidas para o mesmo instante de ligação.	57
Figura 53 – Registo temporal da tensão e corrente. Ligação aleatória da fase 1.	58
Figura 54 – Registo temporal da tensão e corrente. Ligação aleatória da fase 2.	58
Figura 55 – Registo temporal da tensão e corrente. Ligação aleatória da fase 3.	58

Figura 56 – Tensão e corrente na fase 1. Instante de ligação em que a tensão atinge o valor máximo.	59
Figura 57 – Tensão e corrente na fase 2. Instante de ligação em que a tensão atinge o valor máximo.	59
Figura 58 – Tensão e corrente na fase 3. Instante de ligação em que a tensão atinge o valor máximo.	59
Figura 59 – Esquema de ligações do circuito electrónico.....	71

Acrónimos e Símbolos

IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
NTC	Negative Temperature Coefficient
PLC	Programmable Logic Controller
TRIAC	Triode for Alternating Current
LED	Díodo emissor de luz
DIAC	Diode for Alternating Current
V_{SAT}	Tensão de saturação
DC	Regime contínuo
AC	Regime alternado sinusoidal
B	Intensidade do campo de indução magnética ou densidade de fluxo magnético
H	Intensidade do campo magnético
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
H_{max}	Campo magnético máximo
B_R	Indução magnética remanescente
T	Período
ψ	Fluxo magnético principal
N_1	Número de espiras da bobina do primário
i	Corrente de magnetização
l	Perímetro da linha média do núcleo
S	Área da secção recta do núcleo
u_1	Tensão alternada sinusoidal no primário do transformador
R_1	Resistência eléctrica da bobina do primário
i_1	Corrente eléctrica no primário do transformador
ϕ_{fe}	Fluxo magnético no ferro
ϕ_{max}	Fluxo magnético máximo

ϕ_R	Fluxo residual ou remanescente
ω	Frequência angular
S_n	Potência aparente nominal
ϕ_S	Fluxo de saturação
I_S	Corrente de saturação
f	Frequência

1 Introdução

1.1. Motivação

O transformador é um elo indispensável nos sistemas eléctricos de potência actuais e um componente vital em muitas aplicações de baixa potência, como, por exemplo, no caso de alguns circuitos electrónicos. Os transformadores são fundamentais na transmissão de energia eléctrica, uma vez que podem elevar ou reduzir tensões com uma percentagem pequena de perdas na potência. Os grandes sistemas de energia existentes na actualidade não podiam ter sido desenvolvidos sem os transformadores.

Quando se liga um transformador à rede sinusoidal, estabelece-se um transitório de corrente que pode durar vários períodos da rede. Devido à característica magnética não linear do núcleo de ferro, a amplitude do transitório de corrente pode atingir valores extremamente elevados. Estas correntes transitórias provocam grandes níveis de esforço mecânico nos enrolamentos do transformador diminuindo o tempo de vida dos componentes e podem fazer disparar intempestivamente as protecções da rede.

Por sua vez, é essencial que os componentes dos circuitos eléctricos não sejam submetidos a grandes forças mecânicas, pois poderão reduzir a qualidade de energia no sistema e aumentar o risco de avarias eléctricas. Os colapsos podem levar à perda temporária da capacidade de fornecimento de energia provocando custos muito elevados na sua reparação ou substituição.

As correntes transitórias foram desde sempre uma grande preocupação na indústria de energia. Em 1892, Fleming publicou pela primeira vez estudos realizados sobre as correntes transitórias. Desde então, muitos têm sido os estudos e estratégias desenvolvidas na tentativa de prevenir ou eliminar estas correntes (Fleming, 1892).

O estudo do fenómeno dos transitórios de correntes provocadas pela característica magnética do núcleo de ferro e o impacto que têm nos componentes eléctricos, foram os motes principais para o desenvolvimento de um circuito capaz de eliminar as correntes transitórias.

Por todas estas razões neste trabalho procurou-se construir um dispositivo cuja função é eliminar os transitórios de corrente.

1.2. Objectivos

Este trabalho tem como objectivo principal a construção de um interruptor capaz de reduzir os transitórios de correntes verificados aquando da ligação de um Autotransformador trifásico.

Em particular este trabalho visa o estudo do fenómeno de ocorrência de transitórios, assim como a simulação, o projecto e a construção de um interruptor de electrónica de potência que estabeleça separadamente as ligações das três fases, de forma a cada uma delas seja ligada no instante óptimo. Após um certo tempo este circuito é curto circuitado por um contactor mecânico trifásico. A alimentação do autotransformador passa deste modo, a ser efectuada pelo contactor electromagnético.

1.3. Metodologia

Numa primeira fase deste projecto começou-se por analisar o motivo para a ocorrência de transitórios de corrente nos circuitos eléctricos, em especial os transitórios sucedidos após ligar um transformador. Para tal, foi efectuado um levantamento bibliográfico sobre os trabalhos realizados na análise deste fenómeno e os métodos propostos para eliminar os transitórios. Concluiu-se que as correntes transitórias no transformador se devem sobretudo à característica de saturação dos materiais constituintes do núcleo e ao valor da tensão no momento de energização.

O problema que surgiu foi então de como se poderia eliminar as correntes transitórias de magnetização. Optou-se por projectar um interruptor electrónico controlado, de modo a ligar cada fase no instante certo, de maneira a que o fluxo forçado nos enrolamentos do transformador seja reduzido. Este controlador efectua a ligação de cada fase no momento em que a tensão atinge o seu valor máximo, o que implica que o fluxo na altura de energização seja aproximadamente zero.

Depois de projectado o sistema de comando, efectuaram-se simulações para verificar os resultados obtidos com este método, para um transformador trifásico 230V/115V. Foram realizados vários conjuntos de simulações com o objectivo de analisar as formas de onda do fluxo e da corrente de magnetização para diferentes momentos de ligação. São apresentadas várias simulações para o caso em que o transformador apresenta fluxo residual e sem fluxo residual.

Para se analisar o comportamento do interruptor electrónico em situações reais, este foi construído e ensaiado num caso prático. O circuito de comando foi primeiramente dimensionado e simulado a fim de verificar o seu desempenho.

Após a construção do sistema, foram efectuados vários ensaios, e os resultados alcançados foram analisados e formularam-se as respectivas conclusões.

1.4. Estrutura da tese

No capítulo 1 faz-se uma introdução ao tema, referindo a motivação, os objectivos e a metodologia usada.

No segundo capítulo, é feito um levantamento dos métodos e controlos utilizados para eliminar as correntes transitórias de magnetização bem como as estratégias implementadas de modo a evitar o falso disparo das protecções da rede. São apresentadas as primeiras estratégias desenvolvidas bem como algumas técnicas empregadas actualmente.

No terceiro capítulo, faz-se uma introdução teórica ao objecto de estudo. São abordados alguns temas fundamentais referentes às correntes transitórias de magnetização. São enumerados algumas consequências que derivam da ocorrência das correntes de magnetização, bem como os factores que afectam a magnitude, a duração e o impacto que estas correntes provocam nos sistemas de potência.

No capítulo quatro, são exibidas as simulações efectuadas com o objectivo de estudar a resposta do fluxo e da corrente de magnetização de um transformador para diferentes condições e diferentes ângulos de ligação.

No quinto capítulo é exposto uma visão geral do modelo implementado para o comando do instante de energização do transformador. Serão apresentados os procedimentos efectuados na procura de ensaiar e construir um interruptor de electrónica de potência, assim como, a parte de comando do dispositivo. São expostas as estratégias desenvolvidas e as melhores soluções de modo a responder aos objectivos pretendidos.

No capítulo seis é feito um dimensionamento, assim como a simulação, da parte electrónica de comando com o recurso a um programa apropriado para tal. São também explicados os componentes utilizados para a implementação do circuito.

No sétimo capítulo é mostrado a implementação prática do sistema com a aplicação do circuito de comando a um autotransformador trifásico. São apresentados os resultados alcançados e a sua análise.

Por fim, no último capítulo são apresentados as conclusões e reflexões acerca do trabalho realizado.

2 Estado de Arte

As correntes transitórias de magnetização verificadas aquando da energização do transformador são de extrema importância uma vez que causam forças excessivas nos enrolamentos podendo, por sua vez, reduzir o ciclo de vida dos transformadores. Estas correntes podem exceder o valor da corrente nominal e alcançar a corrente de curto-circuito [2].

Neste capítulo pretende-se dar a conhecer o estado da arte referente aos métodos e controlos utilizados na eliminação das correntes transitórias bem como as estratégias implementadas de modo a evitar o falso disparo das protecções da rede. São apresentadas as primeiras estratégias desenvolvidas bem como algumas técnicas empregadas actualmente.

2.1. Pré-inserção de resistências

Inicialmente o único método utilizado para reduzir as correntes transitórias de magnetização consistia na pré-inserção de resistências em série com o circuito. Esta estratégia reduzia as amplitudes de correntes verificadas quando se liga o transformador, no entanto, limitavam o normal funcionamento do circuito após o transitório desaparecer. Esta técnica revelou não ser a melhor solução uma vez que necessitava de ser incluída nos disjuntores e obrigava a uma grande manutenção. Este método é capaz de reduzir as correntes transitórias de magnetização mas não tem em conta o motivo para a ocorrência do fenómeno [3].

A redução das correntes transitórias também pode ser alcançada através do uso de um componente chamado *NTC Thermistor*, que é implementado em série com o primário do transformador. O *Thermistor* é um tipo de resistência cujo valor varia significativamente com a temperatura, mais que as resistências normais, e são geralmente constituídos por materiais semicondutores. Os tipos de *Thermistors* cuja resistência diminui com o aumento da temperatura são conhecidos por *NTC Thermistors (Negative Temperature Coefficient)*. O *NTC Thermistor* oferece grande resistência no início da comutação, o que diminui a amplitude das correntes de magnetização. Depois de um certo tempo, a resistência diminui devido ao efeito de auto aquecimento, não afectando o normal funcionamento do transformador [4].

Em 1983 Oliveira Martins [8], [39] e posteriormente outros autores ([9], [10] e [11]) propõem ligar as fases independentemente, cada uma, no momento em que não provoca transitórios. Uma variante das técnicas anteriores foi apresentada em 2002 por Panthala [5]. Nesta estratégia é usada um relé temporizado que curto circuita as resistências em série com o primário. Deste modo, tal como nos métodos anteriores, a resistência inicial limita a corrente causada pela característica de magnetização do núcleo, e o relé elimina-a após um tempo determinado. Deste modo, o normal funcionamento do transformador fica garantido.

Outra técnica proposta em 2005 por Cui denominada “*sequential phase energisation with grounding resistor*”, consiste na inserção de uma resistência ligada à massa e a um ponto neutro do transformador [6]. A ligação de cada fase é feita sequencialmente e a resistência comporta-se como as resistências de pré-inserção. A resistência é ligada ou desligada de acordo com a necessidade através de um controlo lógico. O estudo foi realizado para um transformador com o primário em estrela com neutro e o secundário em triângulo (Figura 1).

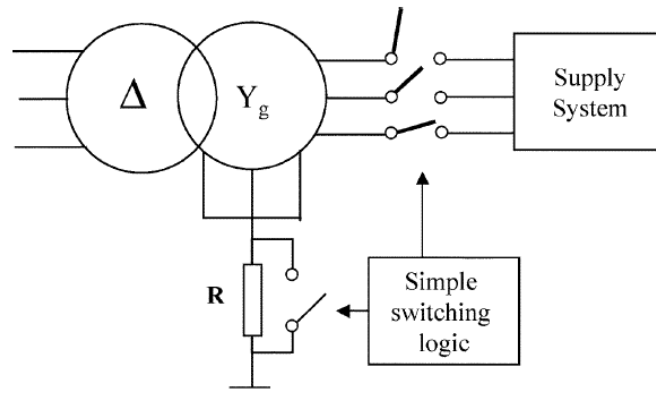


Figura 1 – Ligação sequencial de cada fase com resistência ligada à massa.
Retirada de [6]

Cada fase é energizada em sequência com alguns atrasos entre elas. É mostrado que um valor de resistência elevado possibilita uma grande redução na corrente transitória de magnetização da primeira fase. No entanto, na altura de energização da fase B um grande valor na resistência provoca uma corrente transitória de magnetização que irá fluir pela fase A. Assim, menos corrente irá fluir pela resistência inserida. Na fase C a corrente de magnetização aumenta com a resistência. Logo, a resistência é retirada antes de ligar a terceira fase. Assim, o valor da resistência terá de ser escolhida tendo em conta a necessidade de suprimir as correntes transitórias no momento de energização nas primeiras duas fases e a necessidade de anular a corrente quando a terceira fase é ligada [6].

Como descrito, estas técnicas apenas reduzem os transitórios de corrente mas não afectam a causa do fenómeno. Para a eliminação completa do transitório é necessário ligar cada fase no instante em que o fluxo forçado iguala o pré-existente.

2.2. Ligação no pico máximo da tensão

Em 1988 Moraw introduziu o conceito abordando a causa das correntes de magnetização. Com a estratégia denominada “*Point-On-Wave Controlled Switching*” o transformador é ligado sequencialmente, fase por fase no momento em que a tensão atinge o pico máximo [7]. Se considerarmos que o transformador não apresenta nenhum fluxo residual, o momento de energização neste instante é óptimo e nenhuma corrente transitória de magnetização é verificada. No entanto, esta técnica apresenta uma desvantagem, ao assumir que o transformador não apresenta fluxo residual no núcleo. Ainda assim, são apresentadas elevadas reduções na amplitude das correntes de magnetização uma vez que o fluxo forçado é reduzido.

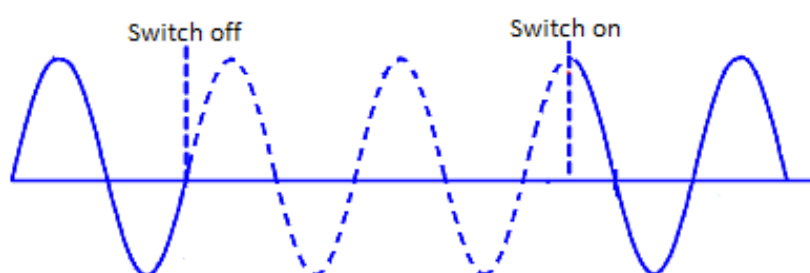


Figura 2 – Energização do transformador quando a tensão atinge o pico máximo.

Outro sistema de controlo baseado nesta técnica é apresentado em 1999 por Panthala. Neste sistema o circuito é composto por dois trístores em antiparalelo, por cada fase, de modo a que a tensão percorra ambos os sentidos. Os tirístores são accionados quando a tensão atinge o seu valor máximo e assim o fluxo forçado na altura de energização do transformador é zero. Os resultados apresentados mostram uma redução nas correntes transitórias de magnetização.

2.3. Comutação tendo em conta o fluxo residual

Em 1986 é apresentado um dispositivo de fecho/abertura electrónico programável que faz a ligação independente de cada fase (DELTACIF – Dispositivo Electrónico Trifásico Automático com Comando Independente das Fases) [8]. Este utiliza como interruptores triacs, capazes de realizar as operações de abertura e fecho do transformador trifásico. Estes dispositivos são comandados independentemente por circuitos electrónicos analógicos e digitais que estão opticamente isolados (Figura 3).

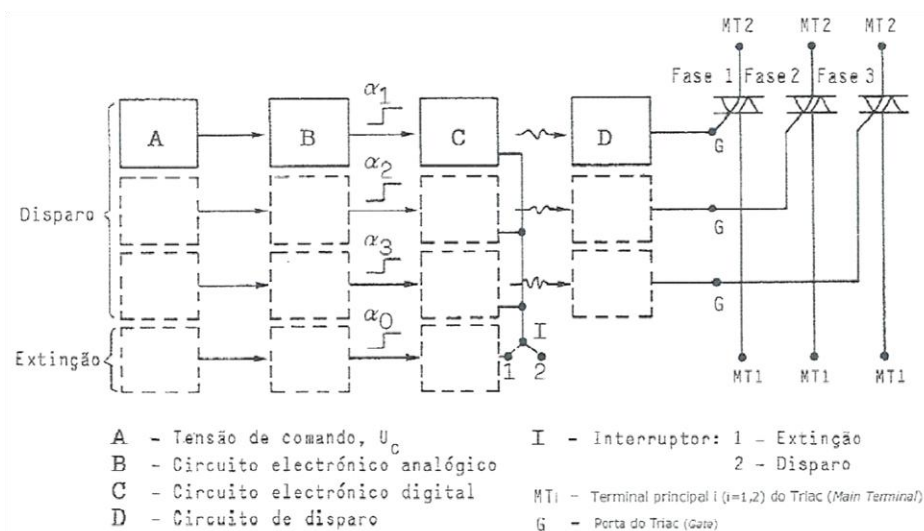


Figura 3 – Diagrama de blocos do dispositivo electrónico multipolar, programável, com temporização independente dos pólos.

Retirado de [8]

O dispositivo electrónico permite ajustar os instantes de ligação para cada uma das fases de maneira a permitir a completa eliminação das correntes transitórias de magnetização. É ainda possível regular o ângulo de extinção das três fases. Estes quatro ângulos são regulados por potenciômetros.

O trabalho apresentado em [8] tem em conta o estado de magnetização remanescente do núcleo de ferro no instante em que o transformador é desligado. Deste modo, depois de efectuada a análise do valor do fluxo remanescente em cada coluna, os ângulos de disparo são ajustados para que os dispositivos de potência sejam ligados no instante correcto. Os ensaios experimentais apresentados, com o transformador em vazio, mostram que pela ligação sequenciada das três fases é possível eliminar completamente os regimes transitórios em todas as fases do transformador. O estudo visa ainda o ensaio do transformador trifásico com carga. Os resultados mostram que a magnetização remanescente varia com o tipo de carga presente no secundário do transformador. Para o caso em que o transformador trifásico apresenta carga capacitiva os valores de remanescência obtidos nas três colunas são praticamente nulos. Mesmo para diferentes tipos de cargas no secundário, os resultados apresentados mostram que é possível eliminar todos os regimes transitórios através da ligação correcta e sequenciada das três fases do transformador [8].

Também em [9] é apresentado uma técnica denominada “*Controlled Switching Taking Into Account the Residual Flux*”. Este método, tal como o dispositivo anterior, tem em conta o valor do fluxo residual no transformador antes de ligar. Assim, para eliminar o fluxo assimétrico no núcleo, o fluxo forçado pela tensão no instante de energização deve ser igual ao fluxo residual. O interruptor é ligado na altura em que o integral da tensão iguala o valor do fluxo residual (Figura 4). Este método apresenta bons resultados na eliminação das correntes

transitórias de magnetização, uma vez que pode ser usada em qualquer caso de comutação e em qualquer configuração de enrolamentos e núcleos dos transformadores de potência [9]. Reduções acima dos 90% nas correntes transitórias de magnetização podem ser alcançadas com este método. O algoritmo é bastante implementado em subestações [10], com o uso adicional de sensores de tensão extremamente eficazes.

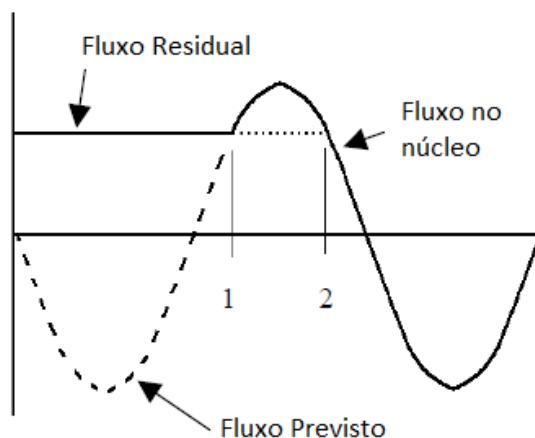


Figura 4 - Momento ideal para ligar o transformador. Pontos óptimos de ligação (1) e (2).
Adaptado de [9]

Na teoria e através de simulações o algoritmo funciona eficazmente e todos os transitórios são eliminados. No entanto, as subestações são constituídas por componentes não ideais e sofrem de condições reais tais como, desvios no tempo de comutação, desvios nas medições e ruído, pelo que o desempenho da estratégia pode sofrer diminuições.

Em [11] é apresentado um algoritmo de controlo que tem em conta os desvios no tempo de comutação do interruptor e o fluxo residual do transformador. O trabalho foca-se no efeito que estes dois factores provocam na amplitude das correntes transitórias, onde a variação do momento de comutação bem como a incerteza na medição do fluxo residual são analisados e avaliados. Cada fase do transformador está conectada à fonte de tensão por uma resistência e dois IGBTs. Os interruptores são colocados em série e em direcções opostas de maneira que a corrente possa ser interrompida em ambos os sentidos, e a resistência é utilizada para limitar a corrente de magnetização. São obtidas medições no sinal de alimentação, nos terminais da resistência, e na tensão nos enrolamentos. Os dispositivos de medida e os IGBTs estão ligados ao computador onde o algoritmo é processado. De acordo com os valores registados e os desvios no tempo aceitáveis durante a comutação, o algoritmo determina a altura certa para ligar o transformador (Figura 5).

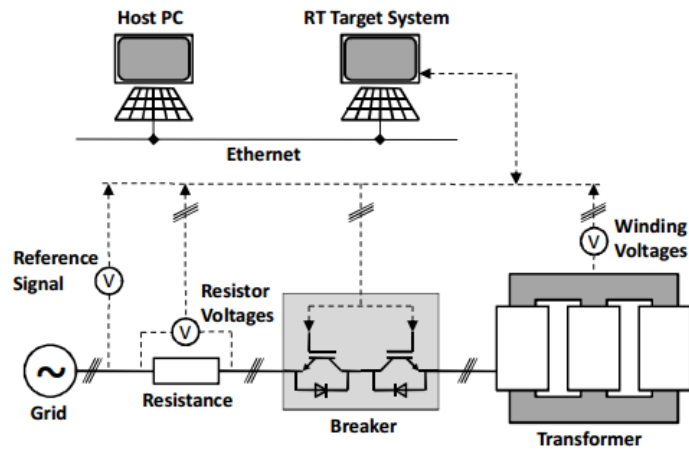


Figura 5 – Esquema do controle proposto em (Ebner et al., n.d.).
Retirado de [11]

As técnicas utilizadas com base no fluxo residual são capazes de eliminar as correntes transitórias de magnetização na totalidade. No entanto, podem ser geradas frentes de onda de tensão devido às operações de comutação. Devido à quebra da diferença dielétrica entre os contactos do interruptor durante a operação de comutação ocorre um arco dielétrico. Como resultado, é gerado um impulso cuja frente de onda de tensão entra no elemento a ser comutado provocando que este entre em esforço mecânico.

Em [12] é apresentado um método capaz de reduzir o esforço mecânico verificado pelas correntes transitórias de magnetização e as frentes de onda de tensão. Este novo algoritmo é capaz de reduzir a amplitude das frentes de onda bem como a amplitude das correntes transitórias. No entanto, os resultados apenas se mostraram eficazes para certos valores de fluxo residual, e assim, o algoritmo tem de ser usado com uma de-energização controlada [12].

2.4. Redução do fluxo residual de magnetização

Dado que, um dos factores que aumenta a ocorrência de regimes transitórios é o fluxo residual de magnetização, se se conseguir reduzir o fluxo remanescente na altura em que o transformador é desligado, poder-se-á reduzir as correntes transitórias de magnetização. Em [13] é apresentado uma técnica para redução da magnetização remanescente. Um condensador em paralelo com o transformador é utilizado de modo a provocar uma oscilação quando o interruptor é aberto. Após abrir o interruptor esta oscilação causa uma corrente alternada que irá percorrer o enrolamento do transformador diminuindo de amplitude ao longo do tempo, reduzindo gradualmente a área do ciclo de histerese percorrido até que, quando a oscilação de corrente terminar nenhum fluxo residual permanecerá no núcleo do transformador.

2.5. Componente harmónico

Durante as operações de comutação e falha transitória, as componentes harmónicas geradas pelos transformadores podem causar o falso disparo dos relés de protecção. Em 1993 Lin [14] demonstrou que o conteúdo harmónico é rico em componentes DC e principalmente na segunda e terceira harmónicas. Em condições sem carga, com carga resistiva, indutiva ou capacitiva, a segunda harmónica é sempre maior que a componente DC no primeiro ciclo. Quando o transformador se encontra sem carga, quanto maior for o fluxo residual, maior será o conteúdo harmónico. Geralmente, a causa principal para a existência de elevado conteúdo harmónico nas correntes transitórias de magnetização são a não linearidade do núcleo do transformador, a saturação da corrente do transformador, a magnetização residual do núcleo e o instante de ligação. As harmónicas deterioram a qualidade do sinal, produzem erros de medição, provocam perdas no ferro dos transformadores e agravam as perdas na linha [14].

Em [15] é apresentado um algoritmo capaz de analisar as componentes harmónicas através da Transformada Discreta de Fourier. O conteúdo harmónico analisado é utilizado para impedir que as correntes de magnetização geradas no momento de energização do transformador façam disparar os relés de protecção uma vez que o conteúdo harmónico é mais elevado do que o verificado durante a ocorrência de falhas internas no transformador [15]. Vários métodos de contenção da segunda harmónica têm sido amplamente utilizados. É o caso dos trabalhos apresentados em [16], [17], [18] e [19].

2.6. Análise da forma de onda

Como acima descrito, alguns métodos de contenção da segunda harmónica são apresentados por vários autores. No entanto, uma falha interna pode ocorrer durante este período de contenção, o que pode levar a sérios danos no transformador [20]. Deste modo, alguns métodos foram desenvolvidos de modo a caracterizar analiticamente uma corrente de magnetização através da característica de distorção da forma de onda.

Nas primeiras estratégias desenvolvidas as correntes de magnetização eram representadas através de análise de Fourier. O algoritmo funciona analisando as componentes principais na frequência do sinal a cada período [21]. No entanto, uma descrição mais completa do sinal é desejável para identificar uma corrente transitória. Em [22] é apresentado um método baseado em análise *Wavelet*. Esta análise produz informação sobre a corrente não só em termos de frequência mas também no tempo. Por esta razão a decomposição *Wavelet* é ideal para o estudo de sinais transitórios de modo a obter uma melhor caracterização da corrente e uma discriminação mais fiável.

Pela análise da forma de onda o controlador é capaz de distinguir uma corrente de magnetização de uma falha interna ocorrida no transformador, e deste modo, de acordo com o sinal analisado este é capaz de decidir se os dispositivos de protecção da rede são accionados ou não.

2.7. Redes Neurais e Lógica Fuzzy

Geralmente, as componentes harmónicas da corrente e a análise de forma de onda são usadas como sinais de entrada do sistema de modo a treinar uma rede neuronal ou lógica *fuzzy*.

Todas as situações que não estão caracterizadas por um modelo matemático compreensível e bem definido podem ser abordados de uma forma bastante simples em termos de lógica *fuzzy*. Esta teoria matemática foi introduzida por Zadeh em 1965 a fim de simplificar a abordagem de problemas difíceis de descrever em termos de variáveis determinísticas, mas que podem ser mais fáceis de abordar em termos de variáveis *fuzzy*. Este método conduz à representação dos problemas em termos de um conjunto de regras simples e um número de funções de adesão simples [23].

Em [23] e [24] a aplicação desta técnica é proposta de forma a determinar a natureza da falha ocorrida no transformador, sendo capaz de diferenciar uma falha interna de uma corrente transitória de magnetização. São implementadas diversos conjuntos de regras pela análise das componentes harmónicas da corrente.

Em [25] é apresentado um método baseado em redes neuronais que é treinado de modo a reconhecer as formas de onda das correntes transitórias de magnetização e das falhas internas ocorridas no transformador. Através da implementação de uma rede neuronal é possível distinguir uma corrente transitória de uma falha interna ocorrida no transformador, evitando o falso disparo das protecções da rede. Este algoritmo apenas é eficiente para o transformador e o sistema para o qual foi treinado, não podendo ser implementado para diferentes casos. Outra desvantagem associada com estes algoritmos é a necessidade de projectar regras para as redes neuronais ou lógica fuzzy, o que requer um elevado número de modelos obtidos por simulações de diversos casos [20].

As estratégias que evitam o falso disparo das protecções da rede não impedem que o transformador sofra esforço electromagnético causado pelo aparecimento das correntes transitórias de magnetização. Deste modo não são recomendados para transformadores que sejam energizados regularmente [26].

A única maneira de eliminar ou reduzir de forma muito significativa os transitórios é prevenindo a saturação do núcleo do transformador. Isto pode ser conseguido controlando o instante de energização, impedindo que o transformador seja exposto a forças excessivas criadas pelas correntes transitórias de magnetização.

3 Fundamentos Teóricos

3.1. Materiais magnéticos

Com o uso de materiais magnéticos alcança-se, com valores baixos de força magnetomotriz, grandes densidades de fluxo magnético. Assim, com o objectivo de reduzir a corrente de excitação para operar o transformador, são usados materiais magnéticos no núcleo do transformador [27].

3.1.1. Curva de primeira magnetização

Aplicando a um material ferromagnético desmagnetizado valores crescentes de campo magnético H , e medindo independentemente os valores deste campo e os consequentes valores da densidade de fluxo magnético B , obtém-se por pontos a chamada *curva de magnetização inicial* ou *curva de primeira magnetização* [38].

Na Figura 6 está representado a curva de magnetização inicial de um material ferromagnético.

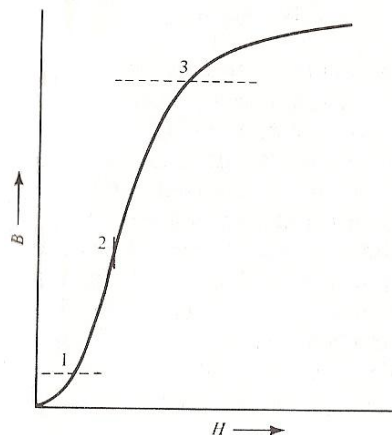


Figura 6 – Curva de magnetização inicial.
Retirada de [28]

Os materiais ferromagnéticos são constituídos por domínios. Na zona 1 (Figura 6), com a aplicação de um campo magnético de pouca intensidade as paredes do domínio começam a deslocar-se de maneira a fazer crescer os domínios. Na zona 2, o aumento do campo magnético produz uma súbita orientação dos domínios em direcção ao campo H aplicado. A partir da zona 3 o campo magnético apenas produz uma ligeira orientação nos domínios e o material começa a ficar saturado.

3.1.2. Ciclo de histerese

As propriedades não lineares dos materiais magnéticos são caracterizadas pelo ciclo de histerese. Diversos dispositivos, como os transformadores, dependem no seu funcionamento da característica não linear dos seus componentes magnéticos.

Considere-se um material magnético inicialmente desmagnetizado. Ao ser aplicado um campo magnético H crescente, obtém-se a curva de primeira magnetização, como visto anteriormente. Fazendo depois descer o campo H a partir do máximo alcançado até ao seu simétrico, e depois subindo-o de novo até a esse máximo, obtêm-se pares de (H, B) que descrevem uma curva fechada conhecida como ciclo de histerese (Figura 7) [28].

Como se pode observar pela Figura 7, quando se anula o campo magnético aplicado o material magnético irá apresentar uma magnetização remanescente de valor B_r . Este valor residual vai ter um grande impacto nas correntes transitórias de magnetização como será apresentado neste texto.

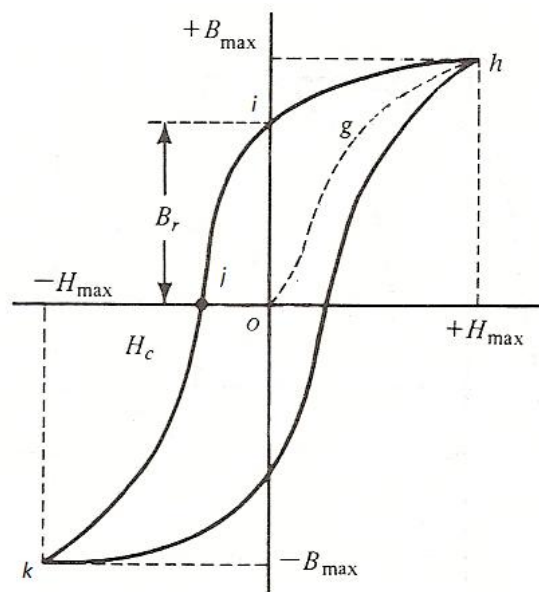


Figura 7 – Ciclo de histerese.
Retirado de [28]

3.1.3. Corrente de magnetização

Numa bobine de núcleo de ferro, a corrente no enrolamento é proporcional ao integral da circulação do campo magnético H ao longo do núcleo, enquanto o fluxo de indução através do enrolamento é igual (com desprezo da dispersão) ao integral de superfície do campo de indução magnética B através da secção do núcleo, ou seja,

$$\psi = N. \iint_{\text{secção}} B dS \quad (1)$$

Assim, se se considerar que no núcleo os campos são uniformes, a corrente e o fluxo ligado vêm proporcionais aos campos H e B , respectivamente.

Deste modo, pela Lei de Ampère sabemos que,

$$N.i = \oint H dl \quad (2)$$

logo,

$$i = H. \frac{l}{N} \quad (3)$$

Onde, l corresponde ao perímetro da linha média do núcleo.

Pela equação (1) obtém-se,

$$\psi = N.B.S \quad (4)$$

Onde, S corresponde à área da secção recta do núcleo.

A não linearidade que se verifica entre ψ e i relaciona-se com o facto de $\psi(t)$ e $i(t)$ não poderem ser ambos sinusoidais no tempo. O fluxo ligado com o enrolamento primário do transformador, $\psi(t)$, depende directamente da tensão aplicada aos terminais da bobine, isto é,

$$u_1 = R_1.i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} \quad (5)$$

Desprezando a queda de tensão resistiva, vem,

$$u_1 \approx \frac{d\psi(t)}{dt} \quad (6)$$

Com, $\psi \approx N_1.\phi_{fe}$, e desprezando também o fluxo de dispersão, resulta:

$$\int u_1 dt \approx \psi(t) \quad (7)$$

Assim, como a tensão aplicada é sinusoidal, o fluxo no ferro, sendo o seu integral, também é sinusoidal. Pela característica de histerese do ferro, e visto que o fluxo forçado é sinusoidal resulta então que a corrente não pode ser sinusoidal.

A construção gráfica ponto a ponto, a partir do ciclo de histerese e do fluxo, da corrente de excitação é visível na Figura 8.

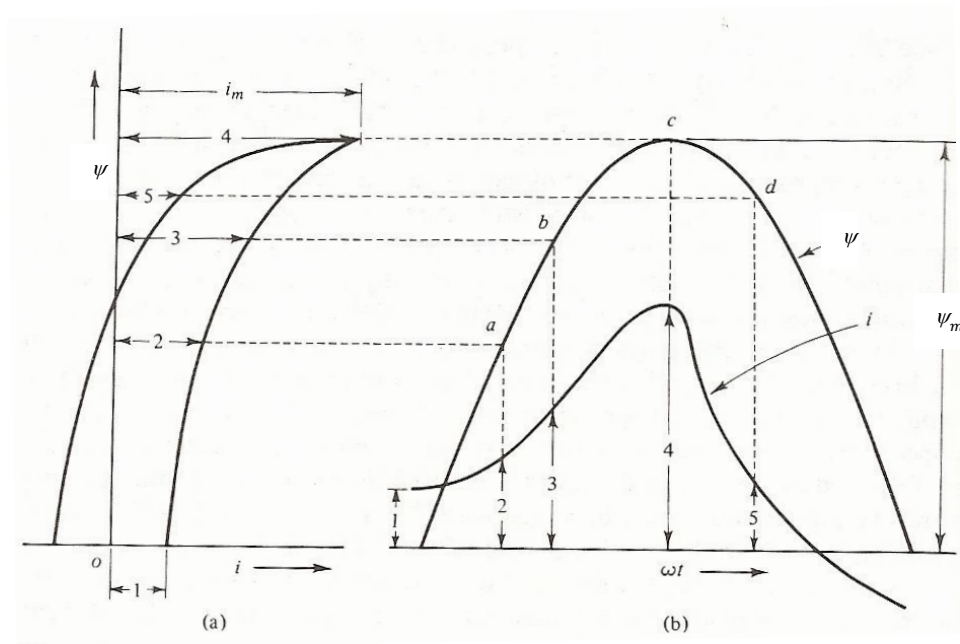


Figura 8 – (a) Metade superior do ciclo de histerese. (b) Fluxo sinusoidal e corrente de excitação
Retirado de [28]

A relação entre o fluxo ligado com a bobine, a corrente de excitação, e a tensão aplicada está representada na Figura 9.

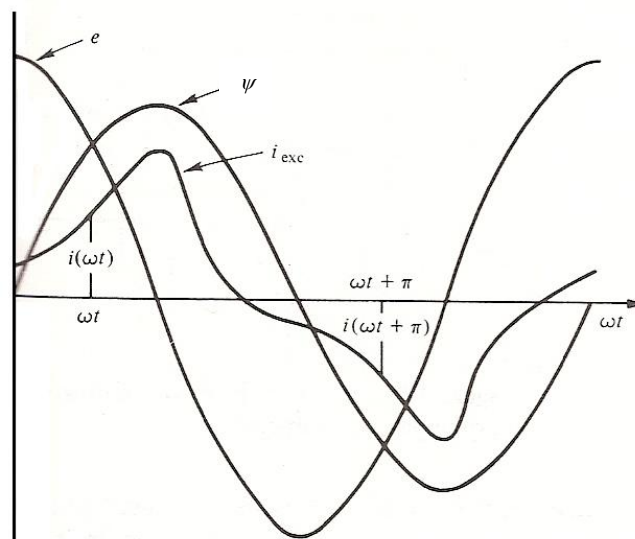


Figura 9 – Formas de onda da tensão, fluxo e corrente de excitação
Retirado de [28]

Como o ciclo de histerese não passa pela origem (Figura 7), ψ e i_{exc} não passam por zero no mesmo instante, o fluxo vem atrasado em relação a i_{exc} . Este atraso corresponde às perdas magnéticas que ocorrem no núcleo de ferro.

3.2. Transitórios eléctricos

3.2.1. Introdução

Um transitório é uma manifestação que ocorre devido a uma inesperada mudança no circuito como quando se abre ou fecha um interruptor, ou quando uma falha ocorre no sistema. A duração de um transitório é geralmente muito pequena, mas neste período de tempo os componentes podem ser sujeitos a valores excessivos de corrente ou tensão. Em casos extremos os dispositivos podem ser danificados.

O estudo e a prevenção de transitórios são de extrema importância uma vez que os equipamentos eléctricos são submetidos a condições severas. É assim necessário determinar a amplitude e a duração destes fenómenos para verificar se existe a necessidade de instalação de equipamentos de protecção ou controlo de modo a que os sistemas possam superar os regimes transitórios sem sofrerem danos.

3.2.2. Parâmetros dos Circuitos

Todos os circuitos eléctricos são constituídos por três tipos de parâmetros: Resistência (R), Indutância (L) e Capacidade (C). A resistência é um dissipador de energia com uma taxa de dissipação, em qualquer instante, de RI^2 . Em contraste os parâmetros L e C têm a capacidade de armazenar energia, L no campo magnético ($\frac{1}{2}LI^2$) e C no campo eléctrico ($\frac{1}{2}CV^2$). Em regime permanente, a energia armazenada nas várias indutâncias e capacidades num circuito de corrente contínua é constante, no entanto, num circuito de corrente alternada a energia é transferida ciclicamente entre estes elementos [30].

Quando ocorre alguma variação no circuito, existe uma redistribuição de energia de modo a atingir um novo estado. Essa nova condição não pode ocorrer instantaneamente devido a duas razões:

- 1) Para ocorrer uma variação da energia magnética é necessário haver uma mudança na corrente. Uma variação de corrente num indutor é oposta por uma força electromotriz de magnitude $L \cdot \frac{dI}{dt}$. Logo, uma brusca variação de corrente requiere uma tensão infinita. Como na prática não é possível aplicar uma tensão infinita, as correntes em circuitos indutivos não variam repentinamente e por conseguinte a variação de energia magnética também não pode ser alterada abruptamente.

- 2) Para ocorrer uma variação da energia eléctrica é necessário haver uma mudança na tensão. A tensão através de um condensador é dada por $V = \frac{Q}{C}$, e a sua taxa de variação é dada por $\frac{dV}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \frac{dQ}{dt} = \frac{1}{C}$. Para ocorrer uma variação repentina da tensão será necessário aplicar uma corrente infinita. Tal método é impossível de efectuar na prática, e consequentemente a tensão sobre o condensador e a variação da energia eléctrica não podem ser alteradas repentinamente.

Deste modo a redistribuição de energia num circuito demora um determinado período de tempo a acontecer, e durante este intervalo o processo é regido pelo princípio da conservação de energia [30].

Num circuito composto apenas por componentes resistivos e capacitivos, a energia eléctrica é armazenado apenas numa forma. Assim, uma alteração no circuito, como a abertura de um interruptor, não pode ocorrer instantaneamente mas sim de uma forma mais ou menos gradual. Por outro lado, se um circuito possuir resistência, indutância e capacitância, é capaz de armazenar energia no campo magnético e no campo eléctrico. Assim, uma alteração no sistema pode ocorrer quase instantaneamente. A energia interna do circuito é então capaz de ajustar-se às mudanças ocorridas no circuito através de um fenómeno transitório, geralmente de natureza oscilatória. Em sistemas eléctricos com pouco armazenamento de energia uma variação no circuito pode não representar sérios riscos, enquanto em sistemas de grandes armazenamentos de energia, uma alteração no circuito pode originar fenómenos prejudiciais aos componentes do circuito. Deste modo, exige sérias considerações em casos em que o transitório atinge valores elevados, como por exemplo, quando se liga um transformador, em que valores excessivos de corrente podem surgir no sistema [30].

3.3. Transitórios em transformadores

Durante o processo de energização, podem ocorrer picos de corrente até dezenas de vezes o valor da corrente nominal e durar vários períodos da rede. Na maioria dos sistemas, as correntes transitórias de magnetização não provocam problemas graves. No entanto, em alguns casos, a combinação de vários factores resultam em correntes de magnetização elevadas que levam a efeitos graves na operação dos sistemas [13].

Uma característica típica da saturação do núcleo de um transformador é observada na Figura 10, onde, o fluxo forçado é o integral da tensão aplicada, como demonstrado anteriormente.

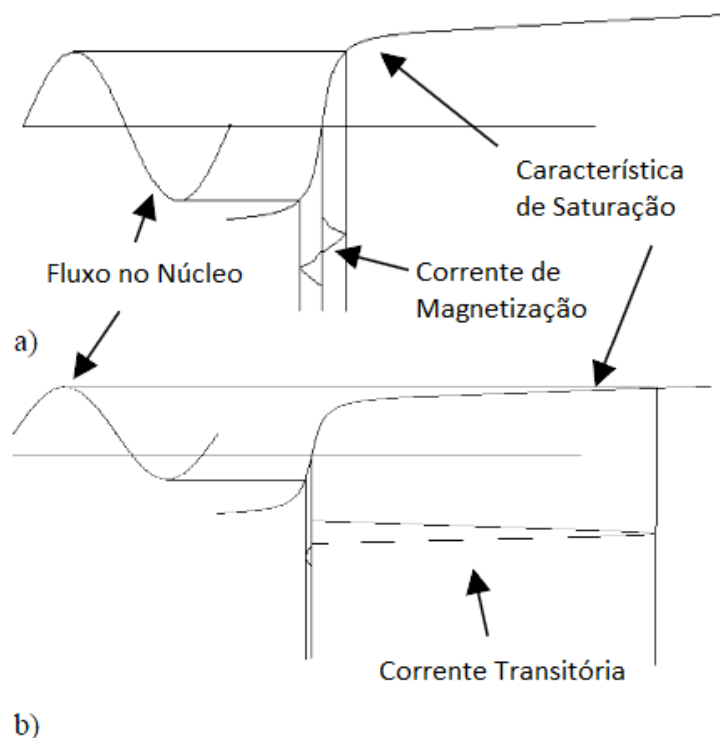


Figura 10 – Magnitude da corrente transitória de magnetização. a) Fluxo simétrico. b) Fluxo assimétrico.
Adaptado de [9]

A curva (Figura 10) representa a relação entre o fluxo e a corrente de magnetização. Com apenas um ligeiro aumento do fluxo na zona de saturação, pulsos de magnitude extremamente elevados ocorrem na corrente (Figura 10 – b) [9].

Estas correntes transitórias provocam:

- a actuação indevida de fusíveis e disjuntores de protecção;
- afundamentos temporários de tensão, com deterioração da qualidade de energia;
- solicitações de natureza electromecânica e térmica no transformador e nos componentes do sistema, o que incorre em redução da vida útil;
- sobretensões causadas por fenómenos de ressonância harmónica.

Na altura em que o transformador é desconectado da rede, uma magnetização remanescente permanece no núcleo devido à histerese do material magnético. A magnetização remanescente é afectada pela característica do material no núcleo, da capacidade da bobine e por outras capacidades ligadas ao transformador. Este valor de fluxo residual é de extrema importância quando o transformador é energizado.

As correntes transitórias de magnetização são ricas em componentes harmónicas de 2ª ordem, atingindo geralmente valores acima dos 16% da sua componente fundamental, e em casos mais graves, atingem valores acima dos 70% [31]. O conteúdo harmónico das correntes de magnetização é muitas vezes superior ao ocorrido em curto-circuitos.

3.3.1. Interpretação Física do Problema

Ignorando a queda de tensão da resistência no enrolamento primário da corrente de excitação, no regime permanente, existe uma onda de fluxo em quadratura com a tensão. Partindo do ponto *a* da Figura 11 (que corresponde ao ponto máximo negativo do fluxo e ao ponto zero da tensão), o fluxo tem um valor igual a $-\phi_{max}$, e em meio ciclo depois, aumenta, passando por zero até atingir um valor máximo de $+\phi_{max}$ no ponto *b*. Assim, $\phi_{max} - (-\phi_{max}) = 2\phi_{max}$, corresponde à variação no fluxo necessária para produzir a força electromotriz f.e.m. [13].

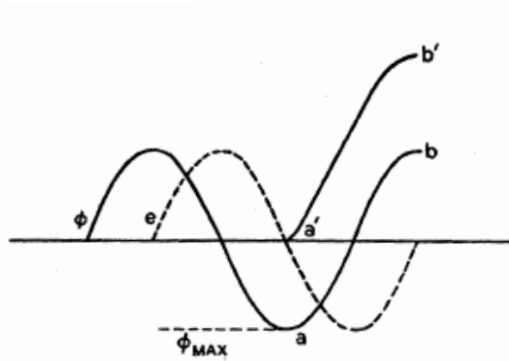


Figura 11 – Relação entre o fluxo e a tensão no instante de comutação.
Retirado de [13]

Como exemplo considere-se que não existe fluxo residual. Se o transformador for ligado no momento em que a onda de tensão está a passar por zero (por exemplo, com derivada negativa, como na Figura 11), o valor do fluxo forçado será extremo nesse instante (no caso da Figura 11, será negativo, $\phi(t) = -\phi_{max}$). Como não há fluxo residual, a conservação da energia obriga a que nesse instante surja um fluxo de regime livre de valor simétrico, $\phi_{livre} = \phi_{max}$. Sendo o circuito muito indutivo, a constante de tempo associada ao regime livre é muito grande comparada com o período, pelo que meio período após a ligação o regime livre ainda terá sensivelmente o mesmo valor, $\phi_{livre} \approx \phi_{max}$. A ele soma-se o regime forçado, que terá agora o valor $\phi(t) = +\phi_{max}$. Assim, o valor total do fluxo, meio período após a ligação, terá aproximadamente o valor $\phi(t) = 2 \cdot \phi_{max}$. A curva da evolução temporal do fluxo total nesta situação é dada por *a'b'* (Figura 11).

Como visto anteriormente, quando o transformador é desligado uma magnetização remanescente permanece no núcleo de ferro. Assim, quando o transformador é ligado o valor instantâneo da magnitude do fluxo no núcleo no momento de energização é dado pelo fluxo residual, ϕ_R [9]. Assim, o fluxo forçado pela tensão aplicada irá somar-se ao fluxo remanescente do núcleo do transformador, gerando um *offset* no fluxo sinusoidal (Figura 12).

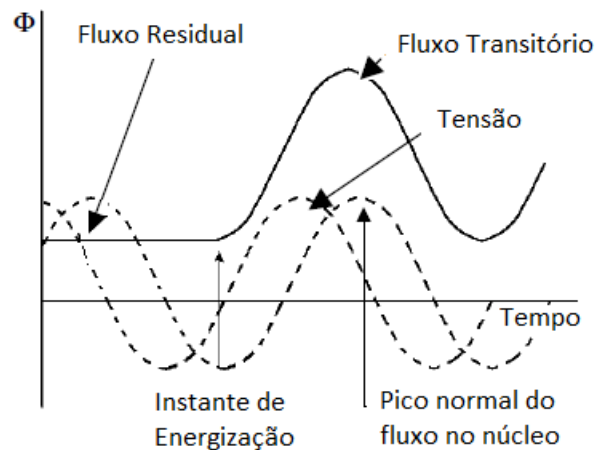


Figura 12 – Fluxo no núcleo representado para o pior caso de energização.
Adaptado de [9]

O fluxo sofre um incremento igual a $+\phi_m$ antes da tensão atingir o seu valor máximo e mais um aumento $+\phi_m$ antes da tensão voltar novamente a zero. Como o fluxo inicial no transformador é ϕ_R , este irá atingir o valor de $\phi_{m1} = 2\phi_{max} + \phi_R$ (Figura 13). Devido à saturação magnética, uma enorme corrente será introduzida pela fonte.

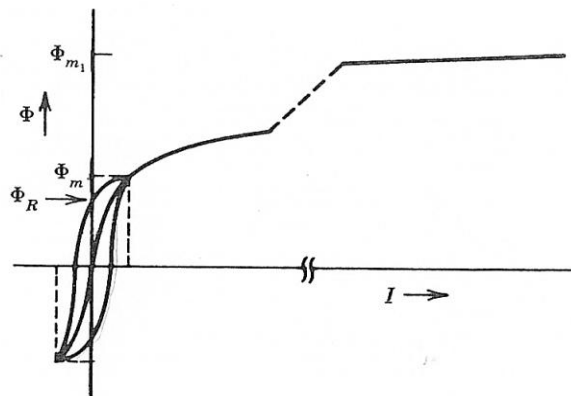


Figura 13 – Ciclo de histerese e curva de magnetização para a corrente transitória prevista
Retirado de [30]

Para eliminar o fluxo assimétrico no núcleo do transformador, o fluxo forçado no instante de ligação deve ser igual ao fluxo residual. Se for considerado que a tensão é uma fonte virtual de fluxo, o instante ideal para ligar o transformador é quando o fluxo “previsto” é igual ao fluxo residual (Figura 14) [9].

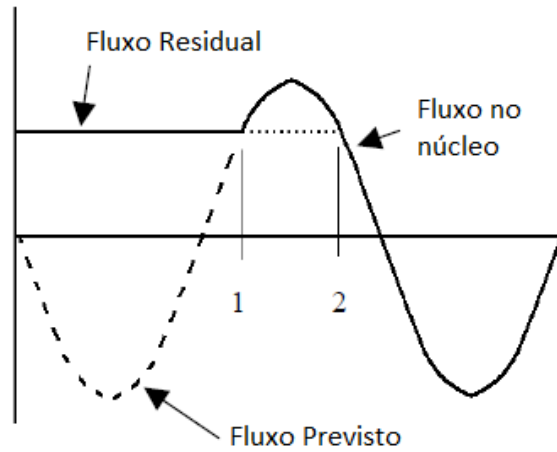


Figura 14 – Momento ideal para ligar o transformador. Pontos óptimos de ligação (1) e (2)
Adaptado de [9]

Ainda que o problema em estudo decorra do facto de a bobine ser não linear, uma análise de um caso linear ajuda a compreender a situação. Admitindo que a bobine é linear e partindo do esquema equivalente do transformador, Figura 15, a corrente de magnetização com o secundário em vazio é dado por:

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i = U_m \cdot \sin \omega t \quad (8)$$

Como, $L \cdot i = N_1 \cdot \phi$, a equação pode ser escrita como função do fluxo ϕ , ou seja,

$$N_1 \frac{d\phi}{dt} + N_1 \left(\frac{R}{L} \right) \cdot \phi = U_m \cdot \sin(\omega t + \theta) \quad (9)$$

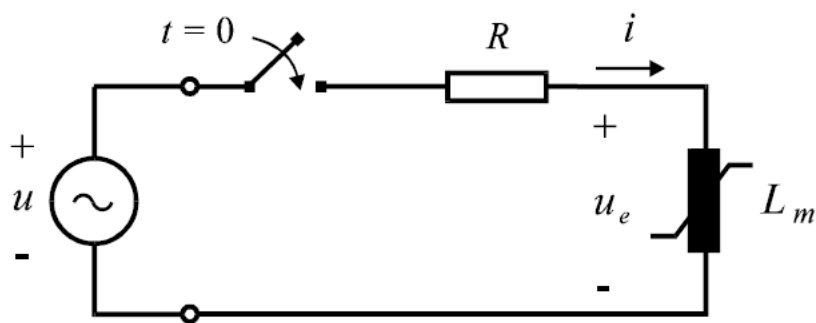


Figura 15 – Circuito equivalente para o cálculo da corrente de magnetização
Adaptado de [32]

O fluxo ϕ da equação anterior pode ser escrito da forma:

$$\phi = \phi_p + \phi_a \quad (10)$$

onde,

$$\phi_p = \phi_m \cdot \sin(\omega t + \theta - \varphi) \quad (11)$$

e,

$$\phi_a = C \cdot e^{-\left(\frac{R}{L}\right)t} \quad (12)$$

correspondem respectivamente, à componente periódica e à componente transitória do fluxo.

A amplitude máxima do fluxo é dada por:

$$\phi_m = \frac{U_m}{\omega \cdot N_1} \quad (13)$$

Considerando que $R \ll \omega \cdot L$, assume-se que $\varphi = \tan^{-1} \omega \frac{L}{R} \approx 90^\circ$.

Assim,

$$\phi_p = -\phi_m \cdot \cos(\omega t + \theta) \quad (14)$$

A componente transitória ϕ_a , possui uma constante C que é composta por duas componentes: o fluxo residual do núcleo, $\pm \lambda_r$, e uma componente que nega o valor do período no instante inicial em $t = 0$. Tem-se então que,

$$C = (\phi_m \cdot \cos \theta \pm \phi_r) \quad (15)$$

Substituindo a equação (15) na equação (12), obtém-se:

$$\phi_a = (\phi_m \cdot \cos \theta \pm \phi_r) \cdot e^{-\left(\frac{R}{L}\right)t} \quad (16)$$

Por fim, a forma final para o fluxo magnético é:

$$\phi = \phi_p + \phi_a$$

$$\Leftrightarrow \phi = -\phi_m \cdot \cos(\omega t + \theta) + (\phi_m \cdot \cos \theta \pm \phi_r) \cdot e^{-\left(\frac{R}{L}\right)t} \quad (17)$$

A equação (17) é composta por um termo com decaimento exponencial, $(\phi_m \cdot \cos \theta \pm \phi_r) \cdot e^{-\left(\frac{R}{L}\right)t}$, relacionado ao comportamento transitório de ϕ logo após a aplicação da tensão, e por um termo sinusoidal relacionado ao regime permanente.

De notar, pela análise da equação (17), que a onda de fluxo no núcleo apresenta valor máximo quando $\omega t = k\pi$ ($k = 1,3,5 \dots$) e $\theta = 0$, caso em que a tensão da fonte é nula no instante de energização. Assim, o valor máximo do fluxo será $\phi_R + 2 \phi_m$. Deste modo, a tensão aplicada cria um fluxo suficientemente grande para enviar o núcleo do transformador imediatamente para a zona de saturação o que resulta em grandes correntes de magnetização.

Por outro lado, não ocorre assimetria na forma de onda do fluxo, ϕ , para $\phi_R = 0$ e $\theta = \pi/2$, situação em que a tensão assume o valor de pico máximo, U_m , em $t = 0$.

3.3.2. Factores que afectam a magnitude das correntes transitórias de magnetização

A intensidade da corrente de magnetização depende do valor da tensão na altura de energização, atingindo o valor máximo quando a tensão é zero, bem como do fluxo residual presente no núcleo de ferro, uma vez que este irá somar-se ao fluxo forçado pela tensão aplicada ao transformador. Ao variar o ângulo de ligação a partir do ponto cuja tensão é zero o pico da corrente de magnetização pode ser reduzido. A magnitude da corrente transitória depende também da característica de histerese do núcleo, uma vez que o funcionamento do transformador está sujeito à característica do material magnético presente no núcleo [13].

A impedância verificada entre o transformador e a fonte reduz substancialmente a tensão aplicada aos terminais do transformador, reduzindo por sua vez, a magnitude do valor de pico máximo da corrente transitória de magnetização. Geralmente, nos sistemas reais existe sempre uma impedância externa que faz com que a corrente transitória seja reduzida abaixo do valor máximo que podia ser obtida se o transformador estivesse conectado a um barramento infinito. A velocidade com que o interruptor é accionado também tem impacto na intensidade da corrente de magnetização em sistemas onde o momento de ligação é controlado por um circuito de comando capaz de estabelecer a ligação das fases do transformador no instante óptimo.

3.3.3. Características que afectam a duração das correntes transitórias de magnetização

As correntes transitórias de magnetização duram alguns ciclos. Existem pelo menos duas razões para o decréscimo da corrente de magnetização. Primeiro, a grande corrente resulta numa grande queda da tensão na resistência e na reactância do enrolamento primário. E assim, a tensão aplicada ao primário é reduzida ao seu valor normal durante o transitório. Em segundo, o núcleo é desmagnetizado gradualmente à medida que o núcleo descreve vários ciclos de histerese e, eventualmente, a corrente de magnetização volta ao seu valor normal [29].

Uma elevada resistência entre os terminais do transformador e a rede não só aumenta a taxa de decaimento da corrente transitória de magnetização como diminui o seu valor máximo inicial. Ensaios apresentados em [13] mostram que para transformadores de potência na ordem dos 1000 kVA o pico da corrente transitória decai para metade em aproximadamente 10 ciclos. Por outro lado em transformadores de maior potência a taxa de declínio é mais lenta, demorando, em casos mais graves, vários segundos. Os ciclos iniciais decaem mais

rapidamente devido ao facto de o núcleo de ferro estar altamente saturado o que provoca uma menor indutância. Transformadores com perdas relativamente altas, de uma maneira geral, apresentam taxas de decaimento mais elevadas do que os transformadores mais eficientes [13].

3.3.4. Impacto das correntes de magnetização nos enrolamentos do transformador

As correntes de magnetização provocadas aquando da energização do transformador podem ser bastante prejudiciais aos enrolamentos deste. O valor destas correntes pode estar na mesma ordem de magnitude como quando ocorre um curto-circuito, produzindo forças electromagnéticas significativas. A diferença para o curto-circuito é que as correntes de magnetização podem durar dezenas de segundos enquanto as falhas de corrente duram apenas milissegundos [2]. Por esta razão, as correntes de magnetização provocam maiores vibrações nos enrolamentos do transformador sendo submetidos a grandes forças axiais. Estas forças podem ser até dez vezes superior às provocadas por curto-circuitos. No entanto, os modelos do campo magnético devido a estes erros de operação são bastante diferentes dos provocados pelas correntes de magnetização. A primeira estimativa aproximada da distribuição do campo magnético radial ao longo das bobinas do transformador foi apresentada em 1988 por J. Brunke [33]. Os resultados comprovam que o campo magnético radial nas extremidades das bobinas é até 80% maior que o verificado para o curto-circuito.

As correntes de magnetização provocam a deterioração do material de isolamento e da estrutura de apoio mecânico dos enrolamentos, afundamentos na tensão e outros problemas na qualidade de energia. Como duram mais tempo, as correntes transitórias de magnetização, podem ser confundidas com correntes de curto-circuito o que leva ao disparo das protecções da rede [34].

Quando o transformador fica saturado, são produzidas harmónicas. Se as suas frequências coincidirem com frequências de ressonância da rede, podem-se desenvolver tensões harmónicas de grande amplitude que podem causar sobretensões devido à sua sobreposição à tensão do sistema [35]. Assim, após a energização do transformador, podem ocorrer sobretensões inesperadas devido à interação não linear entre o transformador, com o secundário em vazio, e o sistema de transmissão. Este fenómeno é conhecido por ferro ressonância. Estas sobretensões podem causar o sobreaquecimento do transformador pela sobreexcitação ou distorção harmónica do transformador [36].

Se o transformador ficar em sobreexcitação devido a uma sobretensão continuada, a ressonância harmónica poderá sofrer um crescimento cada vez maior, danificando os

enrolamentos do transformador. Alguns resultados publicados demonstram que a ressonância harmónica é afectada consideravelmente pela saturação do transformador e não ocorre depois da energização deste [36].

Deste modo, os enrolamentos e o núcleo do transformador podem ser gravemente danificados, sobretudo ao nível da capacidade de isolamento após a ocorrência de correntes de magnetização elevadas.

3.3.5. Vantagens de uma comutação controlada

Através de dispositivos electrónicos é possível controlar o momento exacto para ligar, independentemente, cada uma das fases do transformador em relação ao ângulo da fase de uma tensão de referência eléctrica ou de um sinal de corrente.

Os dispositivos electromecânicos reais apresentam variações nos tempos de funcionamento de acordo com as condições operacionais e/ou ambientais. O controlador pode compensar todas estas variações. Os valores reais do circuito podem ser medidos através de sensores e transdutores apropriados. O controlador ajusta os diferentes tempos de operação de acordo com os valores medidos e em conformidade com a característica de operação dos circuitos [37].

As vantagens mais importantes do uso de controladores são a redução das correntes de magnetização, de sobretensões, de falhas em equipamentos e na manutenção de disjuntores. Reduzindo a magnitude das correntes transitórias de magnetização, o ciclo de vida dos componentes do sistema aumenta.

A utilização de controladores no momento de energização apresenta também muitas vantagens económicas uma vez que podem ser eliminadas as resistências de pré-inserção dos disjuntores e as câmaras auxiliares (utilizadas para diminuir a magnitude das correntes transitórias), o que reduz o custo dos dispositivos electromecânicos em aproximadamente 25 % [37].

O uso de controladores no momento de comutação em que o fluxo residual não é levado em consideração, o transformador ainda sente o efeito de saturação, mas, no entanto, o nível de saturação é reduzido.

4 Visão geral do sistema

Neste Capítulo será exposto o modelo implementado para o comando do instante de energização do transformador. Serão apresentados os procedimentos efectuados na procura de ensaiar e construir um interruptor de Electrónica de Potência, assim como, a parte de comando do dispositivo. São expostas as estratégias desenvolvidas e as melhores soluções de modo a responder aos objectivos pretendidos.

Como visto, as correntes transitórias de magnetização dependem do valor da tensão e do fluxo residual na altura de ligação do transformador. O valor da tensão é bastante importante uma vez que ao ser injectada no enrolamento primário do transformador irá produzir um fluxo magnético no interior do núcleo de ferro. Devido à característica de histerese do núcleo, este fluxo magnético verificado durante a energização do transformador vai ter um grande impacto no valor da corrente de magnetização alcançada.

O objectivo principal passa portanto por diminuir o fluxo de regime livre ao mínimo possível. Este objectivo é conseguido ligando o transformador quando a tensão da rede passa no seu ponto máximo, assim, o fluxo magnético criado é zero. De facto, pela equação (7), sabe-se que,

$$\int u_1 dt \approx \psi(t)$$

Como se pretende que o fluxo magnético inicial seja zero, obtém-se,

$$\psi(t) = 0 \Rightarrow u_1 = U_{m\acute{a}x}.$$

Esta é a melhor estratégia implementada para limitar o fluxo ligado total a um valor baixo, impedindo a entrada franca na zona de saturação, quando nada se sabe acerca do fluxo residual presente no núcleo do transformador.

Assim, partindo deste objectivo projectou-se um circuito capaz de estabelecer a ligação do transformador na altura em que a tensão de cada fase atinge o seu pico máximo.

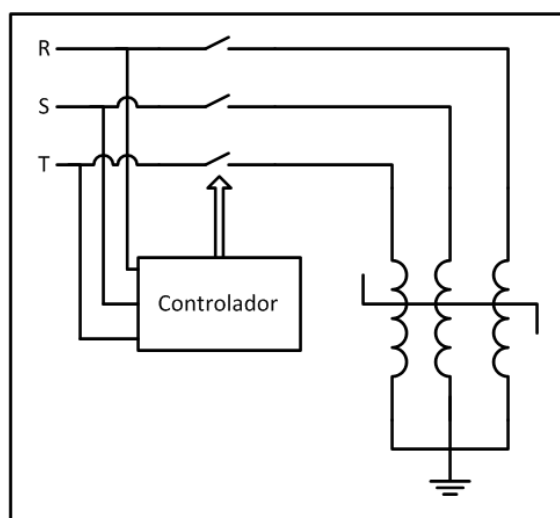


Figura 16 – Modelo simplificado do circuito implementado.

O modelo básico considerado para a execução do circuito é mostrado na Figura 16. Pretendeu-se construir um circuito lógico de electrónica com componentes simples e que apenas necessitaria de sinais de entrada as tensões de cada uma das fases. A escolha de usar um circuito simples deveu-se ao objectivo de se querer construir um sistema prático e económico sem fazer uso de, por exemplo, sensores de efeito de Hall, placas de aquisição de dados ou controlador lógico programável (PLC).

O transformador é conectado à rede eléctrica através de um contactor electrónico trifásico. Este dispositivo electromagnético demora, geralmente, entre 10 a 50 ms a ligar e conecta as três fases no mesmo instante. Assim, para impedir que as fases do transformador sejam ligadas ao mesmo tempo, cada fase é constituída por um circuito em paralelo com o contactor que realiza a acção de comutação quando a tensão apresenta valor máximo.

O circuito em paralelo é composto por um dispositivo semicondutor de electrónica de potência. Os dispositivos semicondutores de potência apresentam uma capacidade de precisão de comutação por meio de um impulso de disparo, têm um número de acções praticamente ilimitado e desligam-se sem a ocorrência de arco eléctrico. A principal vantagem destes componentes é demorarem apenas alguns μ s a ligar. Esta característica é fundamental para o sistema desenvolvido, uma vez que ligeiros desvios no tempo de comutação podem estragar o bom desempenho do comando.

Os sinais de entrada do controlador são processados e o circuito produzirá três sinais que darão impulso aos circuitos em paralelo para que estes sejam ligados no instante óptimo. O controlador é formado por três circuitos independentes, um para cada fase. Cada sinal de impulso é assim activado de forma independente, dando ordem a apenas um interruptor.

Quando o sistema é ligado, como a acção de comutação do contactor demora alguns milissegundos, o circuito de comando tem tempo de accionar os interruptores semicondutores de potência. Após este tempo, o contactor trifásico curto circuita os dispositivos

semicondutores que serão posteriormente desligados. Deste modo, o transformador passa a ser alimentado pelo contactor electromecânico.

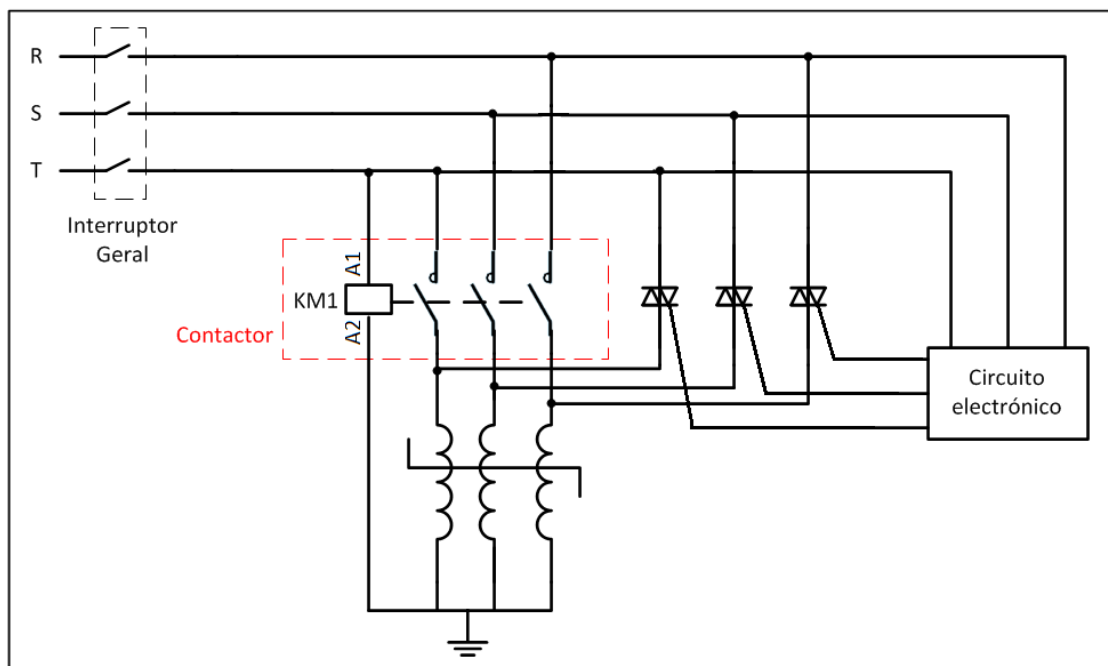


Figura 17 – Esquema do circuito eléctrico projectado.

Depois de definido como seria constituído o sistema o próximo passo residiu em seleccionar o interruptor de potência que melhor se enquadraria no projecto.

Como se trata de um sistema AC, o interruptor tem de ser concebido para possibilitar a passagem de corrente em ambos os sentidos, pode ser formado, por exemplo, por dois tiristores em antiparalelo. Tal implementação garante que a corrente começa a passar assim que os tiristores são accionados e a corrente de cada meio ciclo é suportada alternadamente por cada tiristor. Deste modo, uma corrente alternada pode fluir sobre o circuito. Os dois tiristores precisam de ser ligados no início da corrente apropriada de cada meio ciclo. Assim, para um melhor desempenho, os dois tiristores têm de ser controlados independentemente um do outro, sendo necessário a implementação de dois controladores para cada fase.

Depois de analisar as características dos tiristores e comparando com os triacs, optou-se por utilizar um triac por fase com o objectivo de simplificar o projecto do circuito de comando. Os triacs são interruptores de alta velocidade que podem operar com tensões até centenas de Volt, lidar com correntes até centenas de Ampere, e usados como função de ligar/desligar para comando de fase em sistemas AC. Pode ser representado como dois tiristores em antiparalelo com apenas um terminal de *Gate*, integrado no mesmo chip de silício. As principais vantagens deste semiconductor são, a possibilidade de ser accionado com tensões de polaridade positiva ou negativa, poder conduzir em ambos os sentidos, e é, um componente recomendável para o uso em sistemas AC. Como possui apenas um terminal de

Gate, a construção do controlador é simplificada, uma vez que apenas necessita de um circuito de comando para cada fase.

Na Figura 18 está representado o esquema eléctrico da montagem utilizada para obter o sinal de impulso ao dispositivo semiconductor de potência.

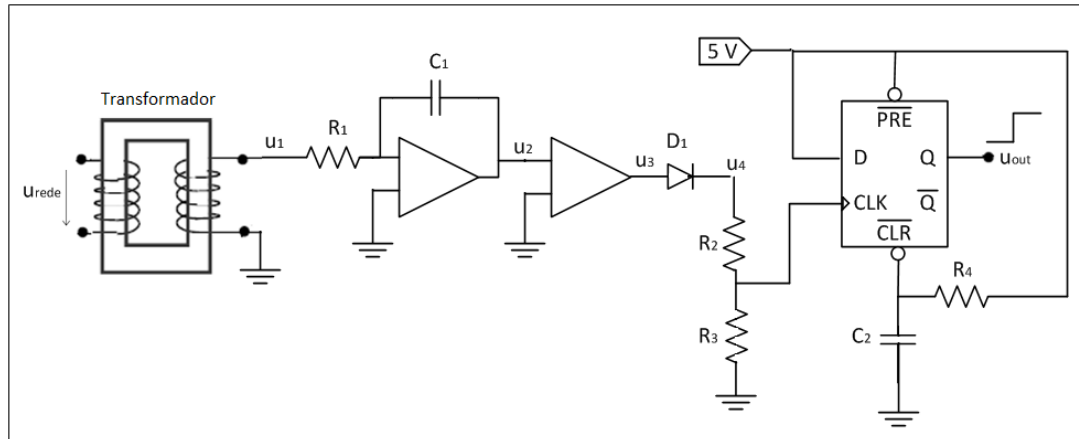


Figura 18 – Circuito electrónico utilizado, por fase, para gerar o sinal de impulso ao interruptor.

Os componentes utilizados, e que estão representados na figura anterior, foram os seguintes:

- Transformador para reduzir a tensão de cada fase, uma vez que as tensões de funcionamento dos componentes analógicos são baixas;
- Integrador para obter a imagem do fluxo forçado pela tensão aplicada;
- Comparador: compara a saída do integrador com a massa de referência, com o objectivo de identificar os instantes em que o integral da tensão passa por zero;
- Divisor de tensão formado pelas resistências R_2 e R_3 ;
- Flip-Flop D, para obter um sinal de pulso na saída.

A tensão de cada fase é integrada de maneira a obter a imagem do fluxo forçado no transformador, visto que o fluxo corresponde ao integral da tensão. De seguida a forma de onda do integrador entra no comparador para se saber o instante em que este passa por zero. O sinal à saída do comparador é rectificado e o divisor de tensão impede é usado para impedir que a tensão de entrada no flip-flop seja maior que 5 V. A resistência R_4 e o condensador C_2 impedem que o flip-flop responda ao primeiro pulso de sinal na entrada, atrasando ligeiramente a resposta deste componente. Este circuito será analisado com mais detalhe nos capítulos seguintes.

O circuito da Figura 18 está ligado através de um *optocoupler* à Gate do interruptor electrónico de modo a isolar electricamente a parte lógica de comando da parte de potência. Os *optocouplers* são capazes de interligar um subsistema de outro sem fazer uma conexão

eléctrica directa. São bastante utilizados entre subsistemas que operam com diferentes níveis de tensão.

Os relés também são capazes de fazer este tipo de isolamento, mas são, geralmente, maiores que os *optocouplers*, têm um tempo de funcionamento mais lento, e como são dispositivos electromecânicos não são tao fiáveis. Assim, quando se pretende velocidades mais elevadas, maior fiabilidade e menor tamanho, os *optocouplers* são mais indicados.

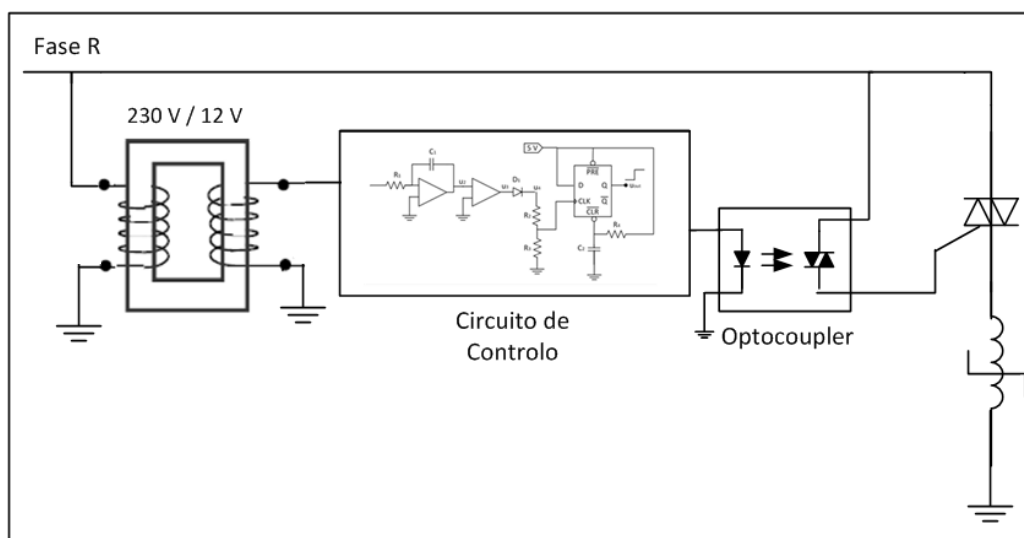


Figura 19 – Sistema implementado, por fase, para ligar o transformador no instante óptimo

Os *optocouplers* são constituídos por dois dispositivos: um transmissor óptico (LED) e o receptor óptico, tal como um foto-transistor ou *light-triggered diac*. Os dois estão separados por uma barreira transparente que bloqueia qualquer passagem de corrente eléctrica, mas permite a passagem de luz.

Deste modo, o uso de *optocouplers* permitiu isolar electricamente o circuito electrónico analógico do sistema de potência eficazmente (Figura 19).

5 Transitórios de ligação: análise teórica e simulação

Neste capítulo são apresentadas as simulações efectuadas com o objectivo de estudar a resposta do fluxo e da corrente de magnetização de um transformador para diferentes condições e instantes de ligação. As simulações foram efectuadas com o recurso ao *software* MATLAB SIMULINK®, que permite, entre outras funções, editar a característica de histerese do núcleo, incluindo a região de saturação localizada nos limites do ciclo.

Para a obtenção de resultados válidos nas simulações utilizou-se uma característica de histerese conhecida de um transformador monofásico de potência 1,15 kVA (Figura 20) [38].

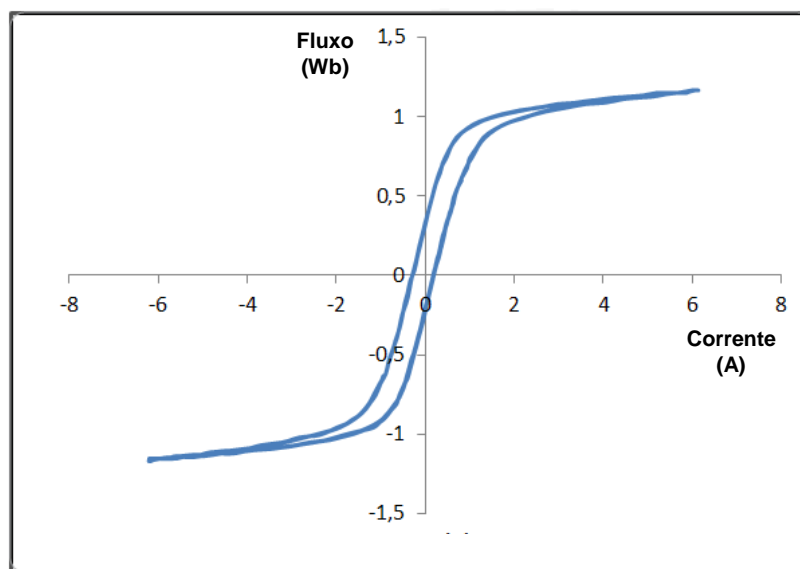


Figura 20 - Ciclo de histerese do transformador usado para as simulações.

O transformador simulado é composto pelos seguintes parâmetros:

- Potência nominal, S_n : $1.15 \times 10^3 \text{ VA}$;
- Tensão no primário, U_1 : 230 V ;
- Tensão no secundário, U_2 : 115 V ;
- Fluxo residual, ϕ_r : 0.31445 Wb ;
- Fluxo de saturação, ϕ_s : 1.1663 Wb ;
- Corrente de saturação, I_s : 6.142 A ;
- Corrente coerciva, I_C : 0.2 A ;
- Frequência, f : 50 Hz .

5.1. Ligação simultânea das três fases

O modelo que serviu de base para as simulações está representado na Figura 21. Os enrolamentos do transformador trifásico estão ligados numa configuração estrela com neutro, e este foi simulado com o secundário em vazio, de modo a analisar as correntes transitórias de magnetização. O esquema é composto por uma fonte de tensão trifásico, três interruptores e por instrumentos de medida. No bloco *signals* são observadas as correntes de magnetização produzidas. Os interruptores são ligados no mesmo instante de modo a analisar as correntes provocadas pela energização simultânea das três fases do transformador.

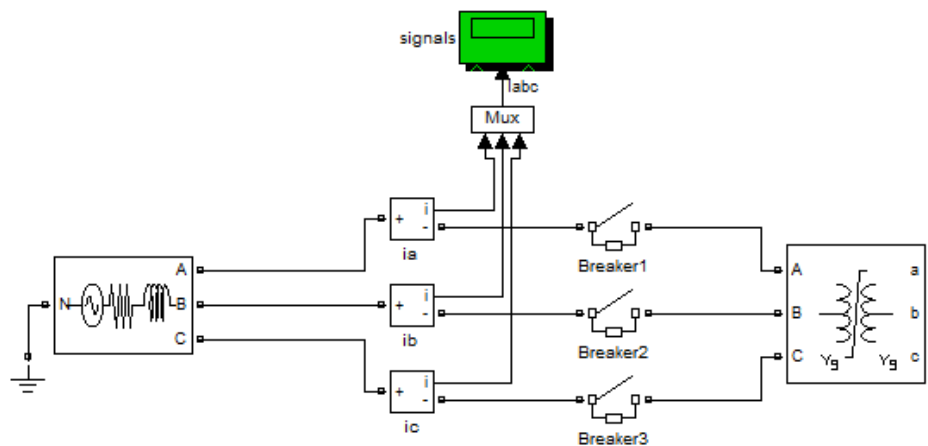


Figura 21 – Modelo usado para obtenção das correntes de magnetização para o mesmo instante de ligação.

Quando as três fases de um transformador trifásico são energizadas em simultâneo, inevitavelmente pelo menos uma é ligada fora do instante óptimo, e elevados picos de corrente são provocados pela saturação do núcleo de ferro. Na Figura 22 estão representados as correntes de magnetização das três fases do transformador para o mesmo momento de ligação, sem qualquer lógica de controlo.

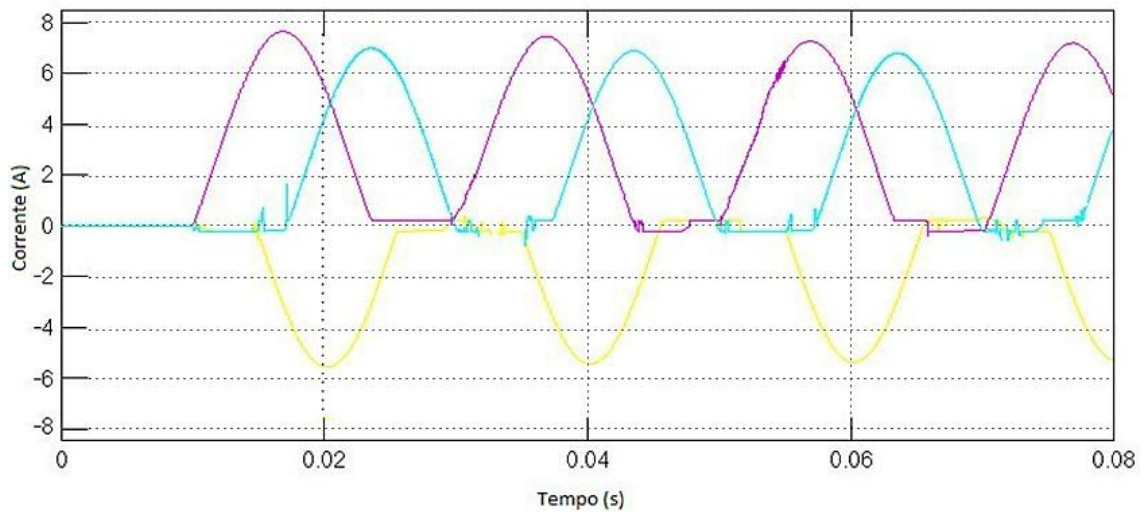


Figura 22 – Correntes de magnetização, das três fases, para o mesmo instante de ligação do transformador.

Como se pode observar, para este instante de ligação, são produzidos transitórios nas três fases do transformador. O pior caso ocorre para a fase 1, devido ao facto do fluxo remanescente ser positivo e a forma de onda da tensão aplicada estar próximo de zero e a ir no sentido ascendente.

De notar que, pela equação (17), a corrente transitória de magnetização é máxima quando $\omega t = k\pi$ ($k = 1,3,5 \dots$) e $\theta = 0$, que corresponde ao instante em que tensão aplicada é zero. De facto, considerando ainda que o fluxo residual presente no núcleo do transformador é igual a $+\phi_r$, obtém-se o pior caso possível, e assim o núcleo entra na zona de saturação provocando uma corrente com amplitude bastante elevada. Uma representação, do fluxo e da corrente de magnetização, para este caso é visível na Figura 23.

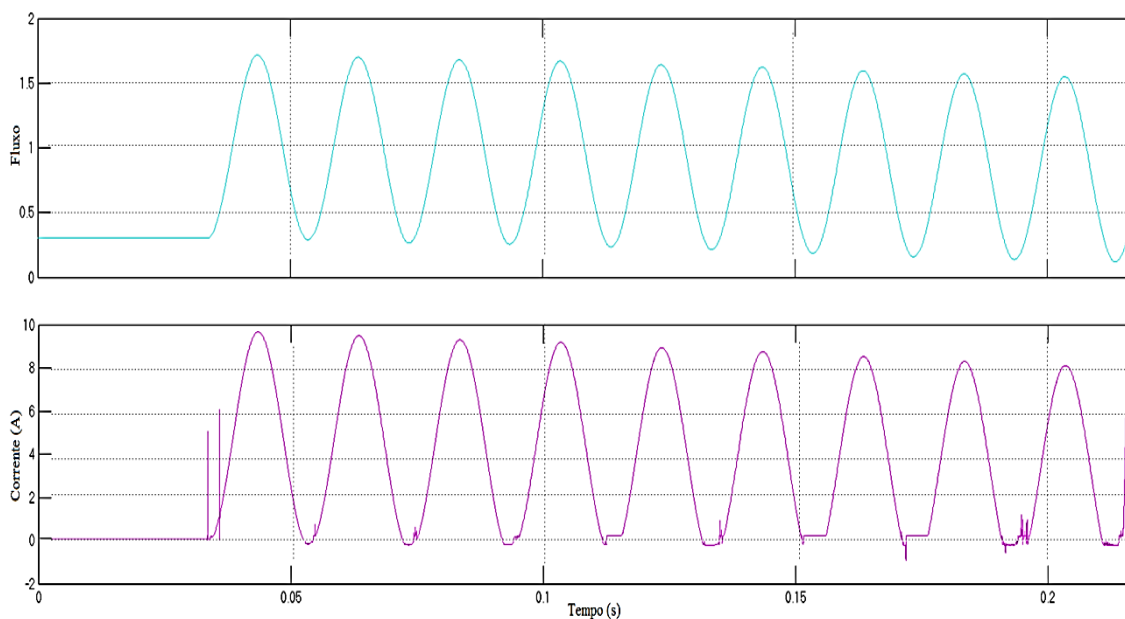


Figura 23 – Formas de onda do fluxo e corrente transitória de magnetização, de uma fase, para o pior caso de ligação do transformador.

O fluxo residual presente no núcleo impõe que a forma de onda do fluxo comece com uma amplitude de valor igual a ϕ_r , e como a onda da tensão aplicada está a passar por zero e a ir no sentido positivo o fluxo sofre um aumento de valor $2\phi_m$. Assim, logo depois de se ligar o transformador a amplitude máxima do fluxo será $\phi_r + 2\phi_m$, como se pode verificar na Figura 23. O fluxo apresenta um decaimento de acordo com o termo exponencial da equação (17).

5.2. Ligação controlada das três fases

As simulações seguintes, foram realizadas para uma ligação controlada de cada uma das fases do transformador com o objectivo de observar as correntes de magnetização e posteriormente comparar estes resultados com o caso anterior (Figura 23). O modelo implementado é visível na Figura 24. Manteve-se a mesma característica de histerese para o transformador, mas efectuaram-se ensaios com e sem fluxo residual, e para um instante de ligação controlado.

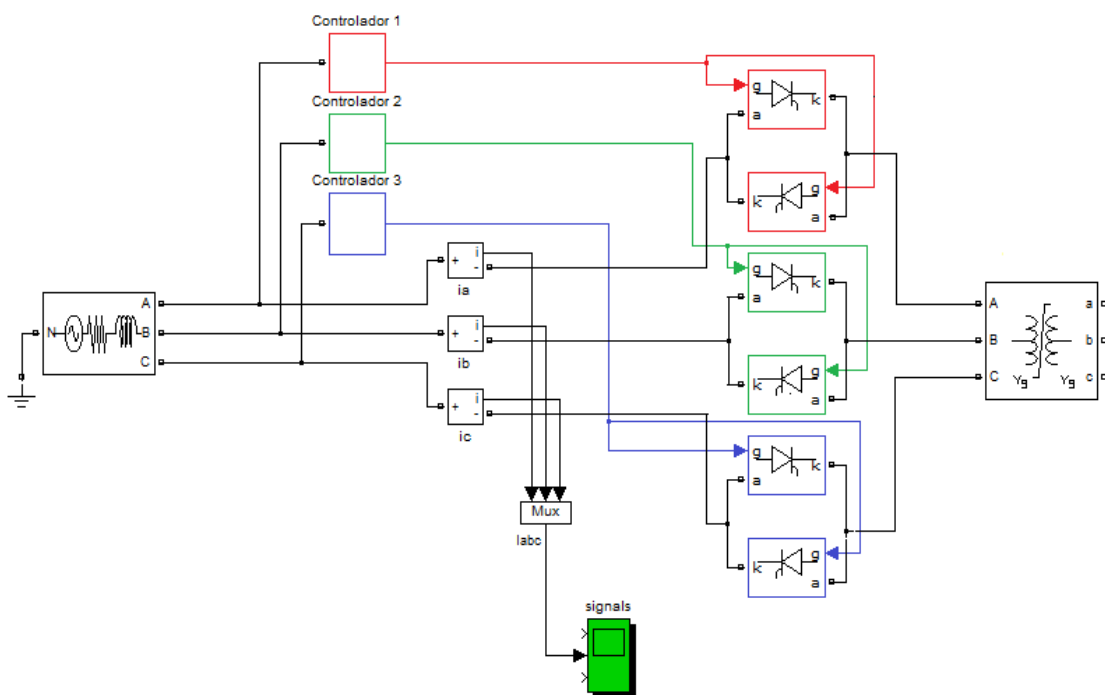


Figura 24 – Modelo para simulação do transformador trifásico para uma ligação controlada de cada fase.

Neste modelo cada interruptor foi substituído por dois tirístores em antiparalelo, de maneira a que a corrente possa passar em ambos os sentidos. Cada par de tirístores é comandado por um circuito de comando, que permite o início de condução assim que a tensão de cada fase atinge o valor máximo. Mais uma vez, o sistema foi simulado com o secundário do transformador em vazio.

5.2.1. Núcleo sem fluxo residual

Admitindo que o transformador não apresenta nenhum fluxo remanescente no núcleo de ferro, este foi energizado no momento em que a tensão atinge o seu valor máximo, impondo que o fluxo forçado seja zero.

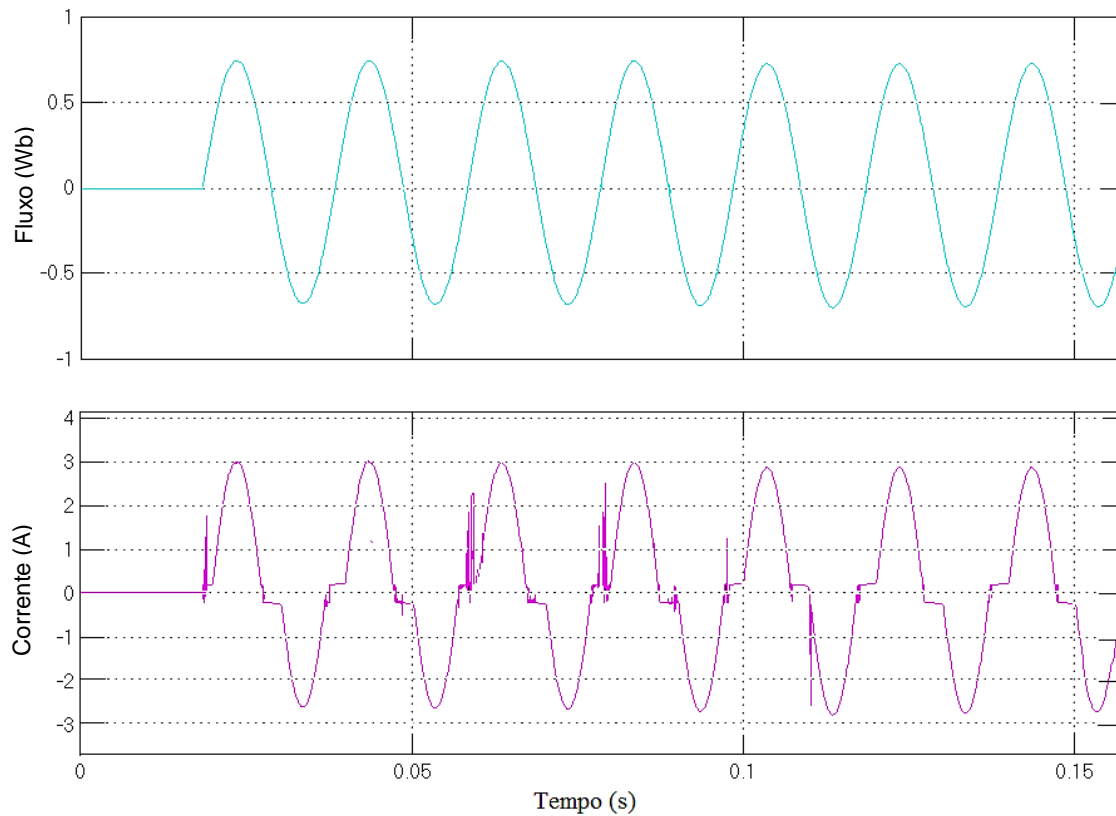


Figura 25 – Formas de onda do fluxo e corrente de magnetização obtidas quando o transformador é ligado no pico máximo da tensão e sem fluxo residual.

O transformador é ligado no momento em que o fluxo está a passar por zero, e, como não existe fluxo residual no transformador o instante de ligação é óptimo pelo que nenhuma corrente transitória de magnetização é verificada (Figura 25).

De notar, como visto anteriormente, que devido à característica de histerese do ferro, a relação entre as formas de onda do fluxo e da corrente de magnetização, não podem ser ambas simultaneamente sinusoidais no tempo. Esta característica é evidenciada na Figura 25.

5.2.2. Núcleo com fluxo residual

As simulações apresentadas de seguida foram efectuadas com o mesmo modelo do exemplo anterior. No entanto, considerou-se que o núcleo do transformador apresenta um fluxo

remanescente antes da sua energização. Quando o transformador é desligado há um fluxo significativo que é deixado no núcleo. Este valor é, geralmente, menor que ϕ_r , porque uma corrente transitória flui nos enrolamentos após a corrente cessar no dispositivo, como consequência de o transformador descarregar a sua própria capacidade. No entanto, o transformador foi simulado para o pior caso, ou seja, para um fluxo residual igual a $+\phi_r$ e $-\phi_r$.

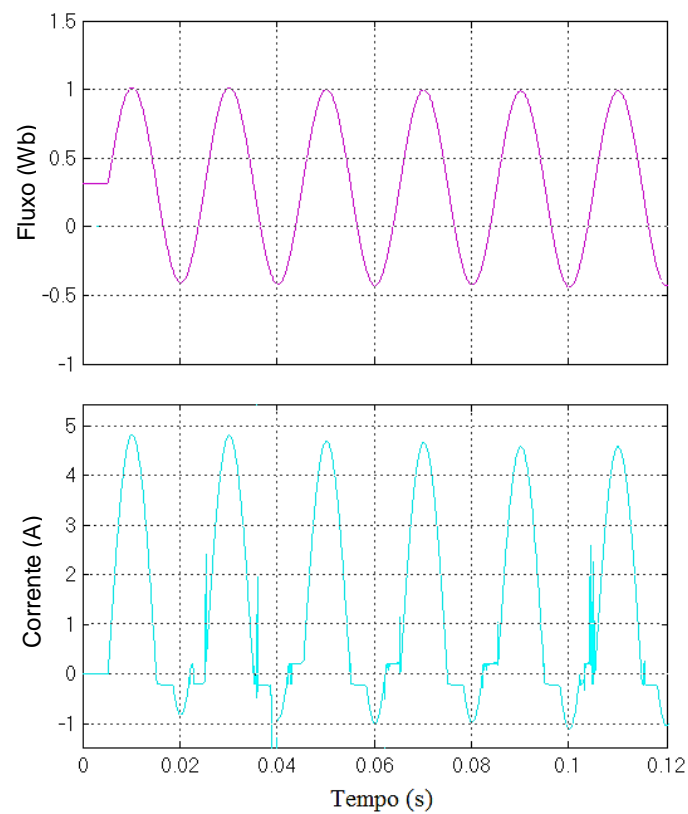


Figura 26 – Formas de onda do fluxo e corrente de magnetização obtidas quando o transformador é ligado no pico máximo da tensão e fluxo residual igual a $+\phi_r$.

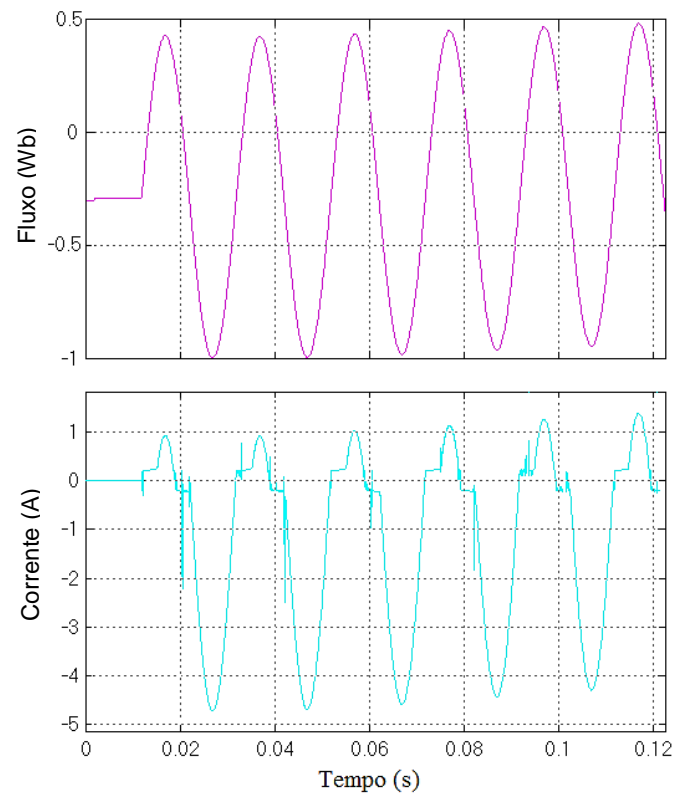


Figura 27 – Formas de onda do fluxo e corrente de magnetização obtidas quando o transformador é ligado no pico máximo da tensão e fluxo residual igual a $-\phi_r$.

Neste caso, como cada uma das fases é ligada quando a tensão é máxima, a forma de onda do fluxo, que começa no valor remanescente, sofre um aumento igual a ϕ_m (Figura 26). Devido ao transitório verificado pelo fluxo um ligeiro aumento na amplitude da corrente de magnetização é sentido, no entanto, este valor sofre uma redução acentuada. Assim, uma energização controlada, diminui o nível de saturação e, por conseguinte, uma redução da corrente transitória de magnetização é atingido.

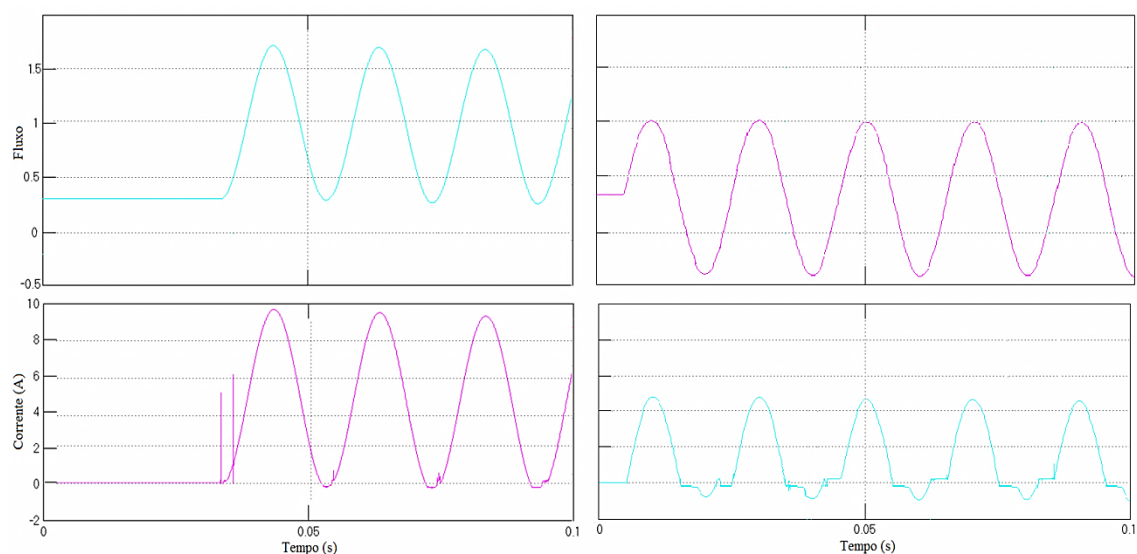


Figura 28 - Formas de onda do fluxo e corrente transitória de magnetização obtidas quando o transformador é ligado no momento em que a tensão é zero, e para quando o transformador é ligado assim que a tensão atinge o valor máximo.

Comparando os resultados obtidos para os instantes de ligação quando a tensão é zero e quando esta apresenta valor máximo, confirmar-se que a corrente transitória de magnetização sofre uma grande redução uma vez que o fluxo forçado atinge uma menor amplitude, e deste modo o núcleo não atinga valores tão elevados na zona de saturação (Figura 28). Pela análise dos resultados verifica-se que o valor máximo da corrente de magnetização obtida é reduzida para metade quando o transformador é ligado no instante em que a tensão apresenta valor máximo.

6 Dimensionamento e Simulação do Controlador

Antes da montagem dos componentes electrónicos procedeu-se ao dimensionamento e simulação do circuito. O modelo do controlador electrónico, desenvolvido a partir do *software* PSPICE, segue as indicações referidas no capítulo anterior. Este foi simulado por partes e os resultados são apresentados de seguida.

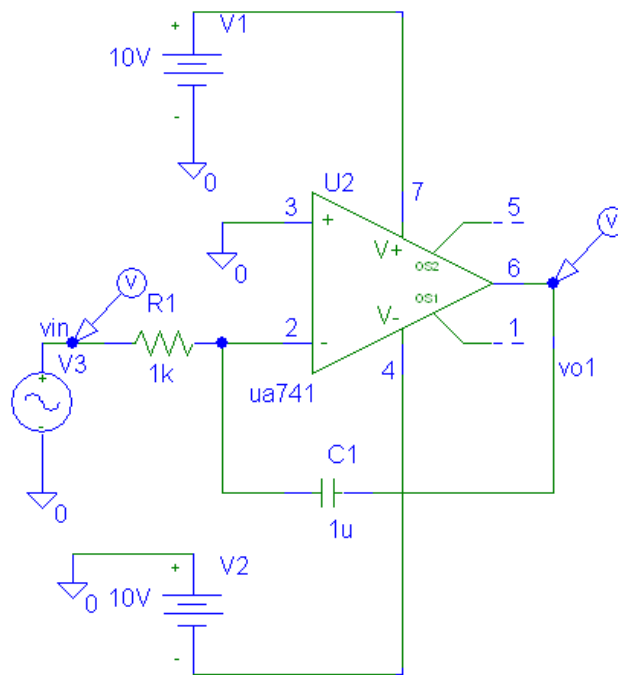


Figura 29 – Circuito Integrador.

O amplificador operacional (Ampop) utilizado nas operações matemáticas foi o $\mu a741$, e as fontes de tensão DC introduzidas destinam-se a alimentar os Ampops.

Para gerar o sinal de entrada foi seleccionado uma fonte de tensão sinusoidal com as características seguintes:

- Amplitude: 3 V;
- Frequência: 50 Hz;
- Offset: 0 V;
- Fase: 0°.

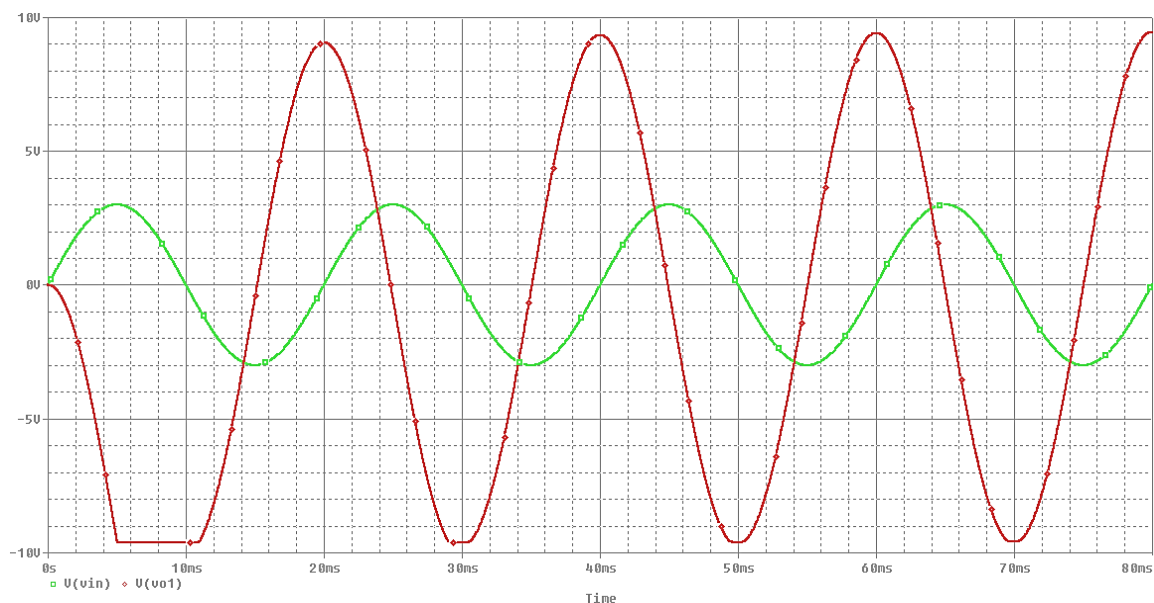


Figura 30 – Sinais de entrada e saída do integrador.

A simulação de integração é visível na Figura 30, o sinal a verde corresponde à tensão de entrada do circuito, e a vermelho o sinal de saída do integrador. Como se pode observar a saída do Ampop corresponde à representação exacta do integral da tensão aplicada. Quando o sinal de entrada passa por zero a saída apresenta o seu valor máximo, positivo ou negativo, de acordo com o sentido da onda aplicada ao circuito. A diferença de amplitude no sinal de saída é devido à característica de saturação do Ampop $\mu a741$. Para uma alimentação de $\pm 10 V$, a saída apresenta, aproximadamente, uma variação entre $\pm 9.5 V$.

O próximo passo consiste em comparar a forma de onda do integrador com zero de modo a obter o instante em que o fluxo cruza o valor zero. Esta implementação é obtida, novamente, através da aplicação de um Ampop (Figura 31).

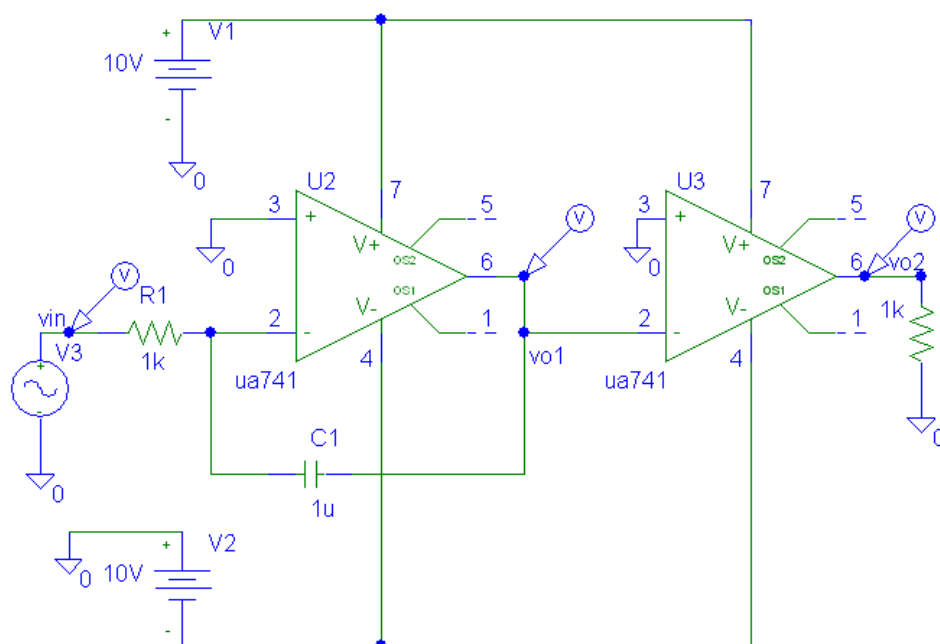


Figura 31 – Circuito integrador e comparador.

A entrada inversora do comparador está ligada à saída do integrador, e a entrada não inversora está ligada à massa. Deste modo é realizada a operação de comparação entre o sinal de entrada e a massa do circuito.

À saída do comparador obtém-se uma onda quadrada, a azul, de amplitude $\pm V_{sat}$ (Figura 32). Quando o sinal de entrada é maior que zero, a saída encontra-se na saturação negativa, e para uma entrada negativa a saída encontra-se na saturação positiva.

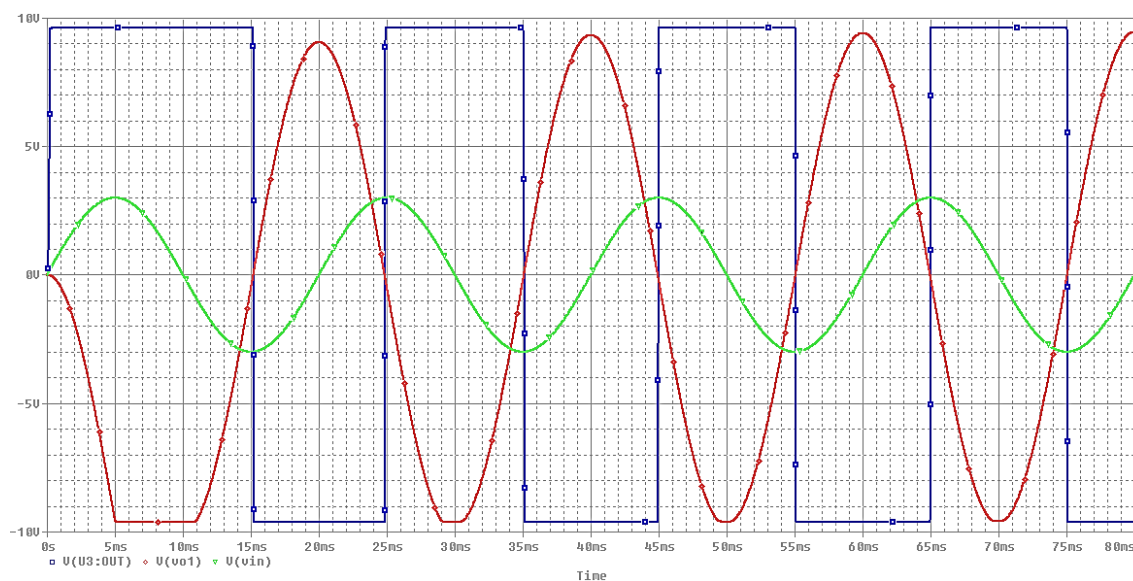


Figura 32 – Tensão aplicada, e formas de onda da saída do integrador e do comparador.

Como à saída do comparador a tensão é alternada entre um valor positivo e negativo, pretende-se que, após passar por zero, o sinal apresente uma amplitude constante, de maneira a produzir um sinal em forma de pulso. Para este efeito foi utilizado um flip-flop D. À saída do comparador é usado um díodo rectificador ligado em série (Figura 33). O díodo com propriedades rectificadoras, só deixa a tensão fluir num único sentido. Deste modo, o díodo rectifica a tensão em meia onda, onde só os meio ciclos positivos são utilizados. O divisor de tensão implementado a seguir ao díodo é usado para garantir que a tensão de entrada do flip-flop não ultrapassa os 5 V. A resistência R_4 e o condensador C_2 , presentes na Figura 33, são implementados para atrasar alguns ciclos a resposta do flip-flop ao sinal de entrada. Deste modo é garantido que o flip-flop não produz um sinal de pulso à saída assim que o circuito electrónico seja accionado.

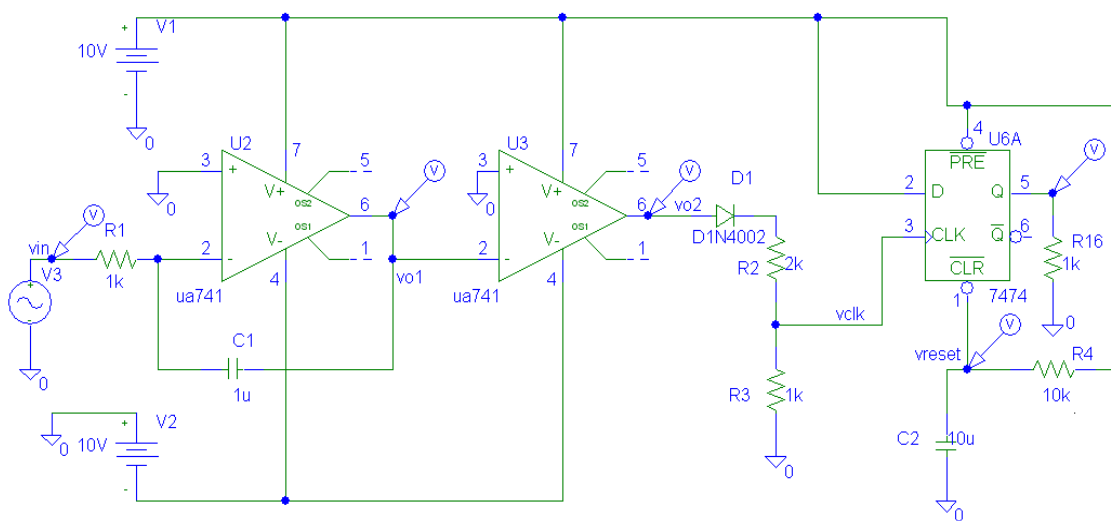


Figura 33 – Esquema final do circuito electrónico para comando de uma fase.

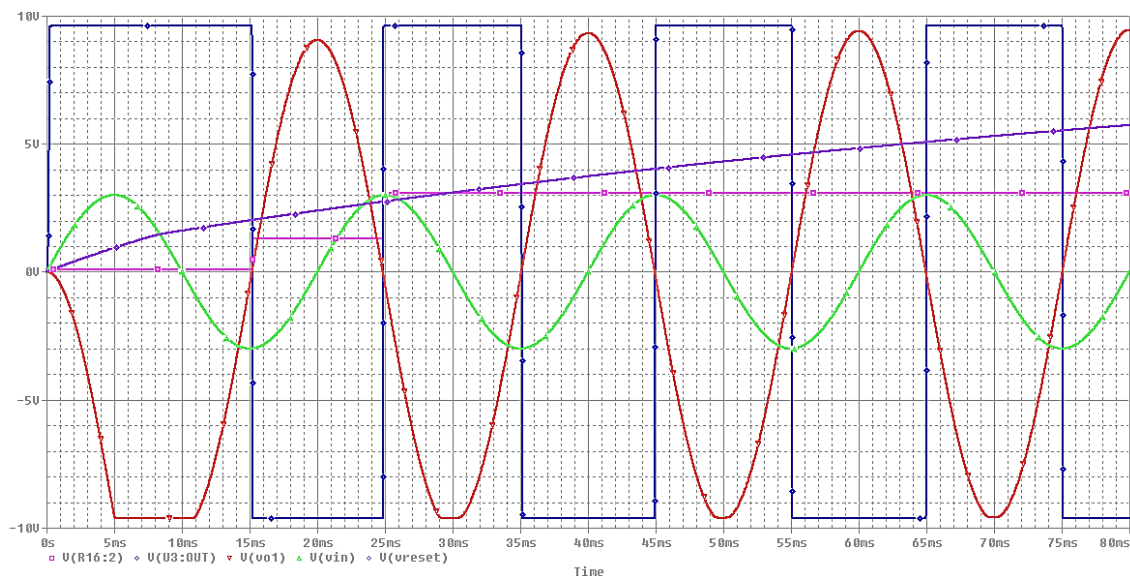


Figura 34 – Resultados obtidos para o circuito da Figura 33.

Na figura 34 pode-se observar a resposta do flip-flop ao circuito implementado. De notar que, o sinal de impulso (cor rosa) é activado no instante em que a tensão de entrada passa pelo seu valor máximo. Na mesma figura vê-se, a roxo, a evolução do carregamento do condensador C_2 . Só a partir de um determinado valor de tensão na porta 1 do flip-flop (Figura 33) é que será produzido um sinal de saída capaz de activar o isolador óptico, este atraso é dado pela resistência R_4 e o condensador C_2 .

Alterando o valor da resistência R_4 do circuito da Figura 33, verifica-se o atraso que esta resistência produz na resposta de saída do flip-flop. Como a tensão na porta 1 do flip-flop demora mais tempo até atingir o valor ideal de modo a produzir o sinal de pulso desejado, é possível atrasar a resposta do circuito electrónico analógico alguns ciclos. Este atraso é usado para garantir que não seja gerado um sinal de pulso logo após o circuito de comando seja alimentado, e para garantir que os sinais à saída do integrador e do comparador estejam no estado estacionário.

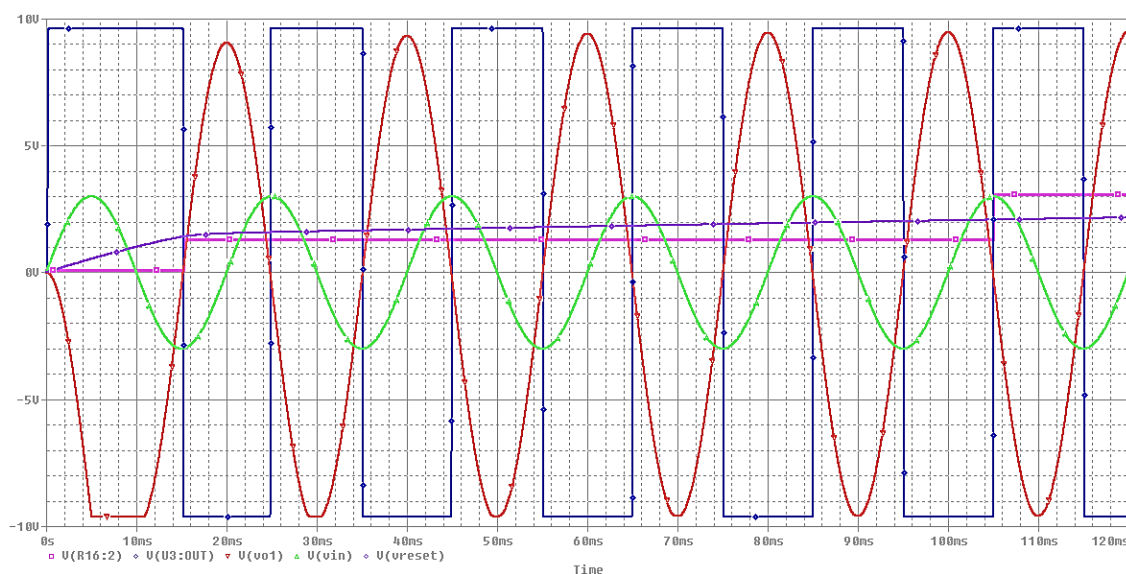


Figura 35 – Resultados obtidos para o circuito da Figura 33, para $R_4 = 100k\Omega$ e $C_2 = 10\mu F$.

Deste modo, um sinal de escalão é aplicado ao isolador óptico, que por sua vez, acciona instantaneamente o interruptor semiconductor no instante em que a forma de onda da tensão de cada uma das fases atinge o valor máximo.

7 Implementação prática, resultados e discussão

Depois do dimensionamento e simulação do circuito de comando, este foi implementado seguindo as indicações referidas anteriormente. Neste capítulo serão apresentadas todas as implementações efectuadas no sistema, assim como os resultados obtidos. As escolhas e vantagens dos dispositivos semicondutores seleccionados, dos *optocouplers* e de outros componentes introduzidos no circuito, com o objectivo de melhorar o seu desempenho, são enumerados.

7.1. Características do Autotransformador trifásico utilizado para ensaios

O autotransformador utilizado para realizar os ensaios ao circuito de comando implementado consiste num autotransformador variável trifásico 0-400 V (Figura 36). Este autotransformador fornece tensão alternada de saída variável manualmente, desde zero até ao seu valor máximo. A tensão de saída é uma reprodução fiel da forma de onda da entrada, não introduzindo qualquer distorção harmónica adicional. Este autotransformador consiste em um banco de 3 autotransformadores toroidais magneticamente independentes, com os seus contactos deslizantes acoplados mecanicamente, e com núcleos de chapa magnética de ferro silicioso de qualidade superior.



Figura 36 – Autotransformador trifásico usado para realizar os ensaios.

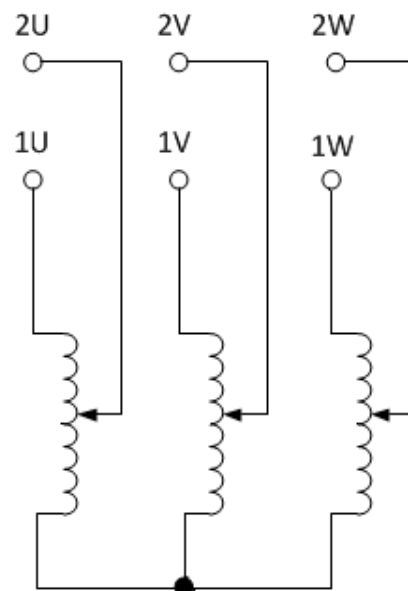


Figura 37 – Esquema do autotransformador trifásico com tensão de saída variável.

Este autotransformador trifásico apresenta uma corrente máxima de saída, I_s , de 20 A. Na Figura 37, pode-se ver o esquema do autotransformador com tensão de saída variável.

Um grande número de ensaios foi feito e muitos casos foram verificados mas para aligeirar este texto apenas é apresentado o mínimo indispensável para a compreensão do trabalho.

As figuras 37, 38 e 39, seguintes, mostram as formas de onda da tensão e corrente para os três primários do autotransformador da Figura 36. A corrente foi registada através de sondas de prova de corrente que permite observar os sinais no osciloscópio.

Nas figuras é possível ver, a amarelo, as formas de onda da tensão, e da corrente a azul. De notar que, quando a tensão é zero a corrente apresenta valor máximo, pois o fluxo magnético neste ponto é máximo. A corrente apresenta a forma visível nas figuras devido à característica de histerese do núcleo de ferro do autotransformador.

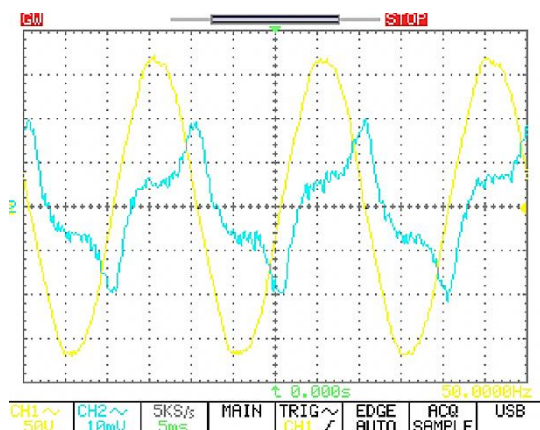


Figura 38 – Formas de onda da tensão e corrente do primário do autotransformador para a fase A.

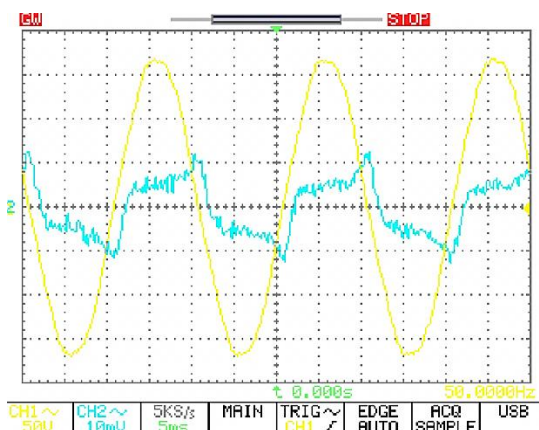


Figura 39 – Formas de onda da tensão e corrente do primário do autotransformador para a fase B.

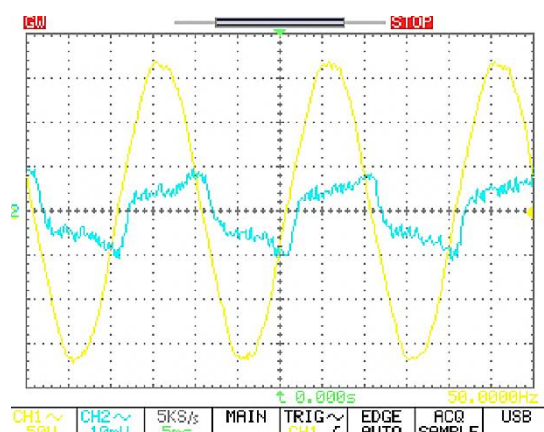


Figura 40 – Formas de onda da tensão e corrente do primário do autotransformador para a fase C.

Como se pode analisar a forma de onda da corrente, em regime permanente, registada para a fase 1 do autotransformador trifásico apresenta uma forma diferente da corrente de magnetização observada nas fases 2 e 3. De notar que, o instante em que a corrente nas fases

2 e 3 é zero ocorre 1 ms depois da forma de onda da tensão passa por zero. Por outro lado, na fase 1, esta diferença é aproximadamente 2 ms. Esta análise sugere que o valor do fluxo, quando a corrente é zero, é maior nas fases 2 e 3. Deste modo, o fluxo remanescente terá um valor superior nas fases 2 e 3.

Para verificar melhor as formas de onda das correntes das figuras anteriores procedeu-se a uma simulação simples com o intuito de analisar a corrente de magnetização para uma curva de histerese diferente da Figura 20, utilizada nas simulações no Capítulo 5. Nesta nova simulação considerou-se que a curva de histerese apresenta uma forma mais larga (Figura 41).

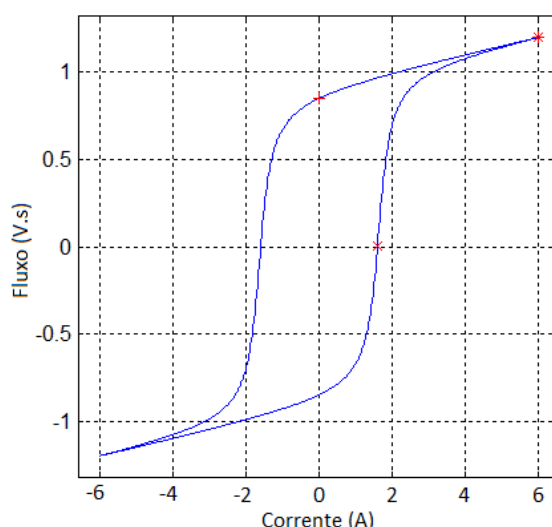


Figura 41 – Curva de histerese com “ciclo largo”.

Como se pode observar na Figura 41, o ciclo de histerese é bastante diferente daquele observado na Figura 20. A principal diferença reside no valor remanescente do núcleo do transformador. Para esta nova condição o valor do fluxo residual é aproximadamente 0.8 Wb, mais do dobro do valor verificado para o ciclo de histerese da Figura 20. De notar que, o fluxo remanescente da Figura 41 encontra-se muito próximo do fluxo de saturação, pelo que, aquando da energização do transformador basta um ligeiro aumento no fluxo para que este entre logo na zona de saturação, o que irá provocar regimes transitórios.

Na figura seguinte pode-se observar a corrente de magnetização, em regime permanente, obtida por simulação, para a condição aqui considerada. Como se pode averiguar pela análise da Figura 42, a forma de onda da corrente, em regime permanente, para o ciclo de histerese da Figura 41 apresenta uma forma muito mais semelhante às correntes do autotransformador trifásico (Figuras 37, 38 e 39), do que a forma de onda da corrente da Figura 25 para uma curva de histerese mais “estreita”.

Deste modo, podemos concluir que o núcleo do autotransformador trifásico apresenta valores de remanescência superiores ao transformador simulado.

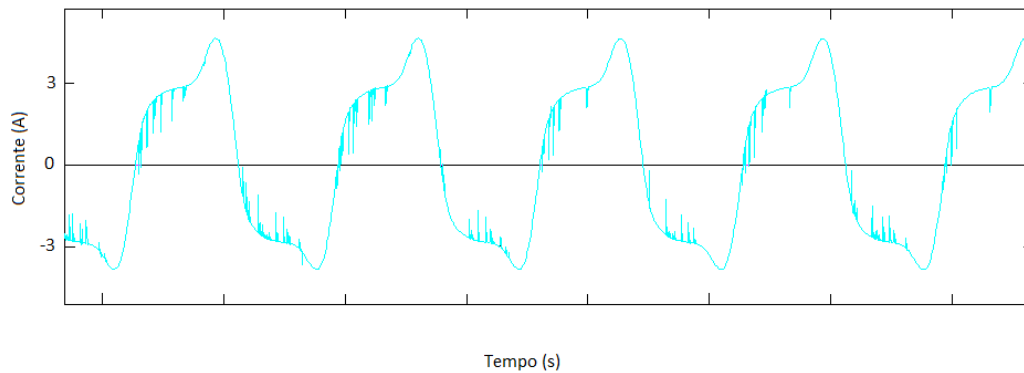


Figura 42 – Registro temporal da corrente para a curva de histerese da Figura 41.

7.2. Implementação do Sistema

As figuras 40 e 41, em seguida, mostram o circuito de comando implementado para as três fases do transformador. Este circuito foi montado de acordo com o dimensionamento e as simulações realizadas no capítulo 6.



Figura 43 – Circuito de comando para a fase A.

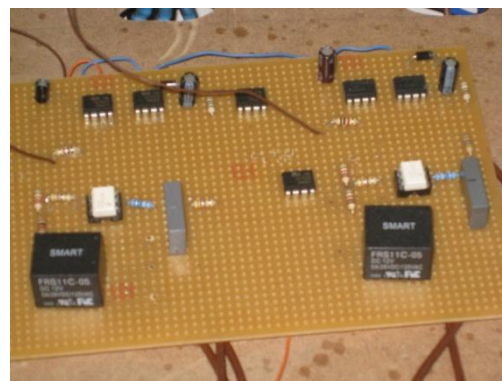
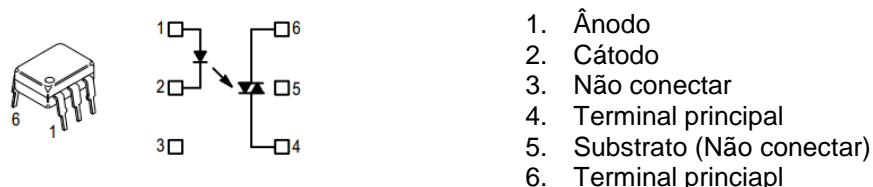


Figura 44 – Circuitos de comando para a fase B e C.

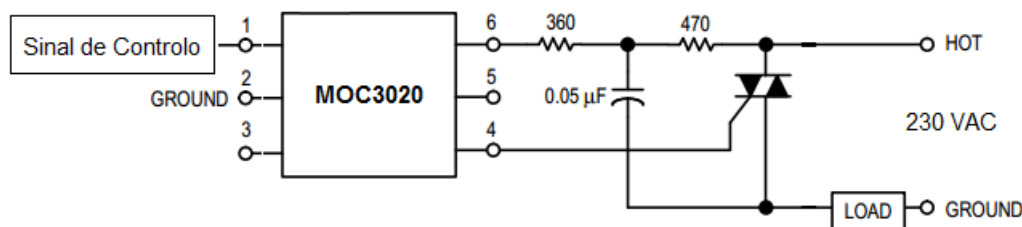
Para garantir a alimentação dos componentes eletrônicos, foi adicionado ao circuito um conversor AC/DC (Figura 43). Este componente tem uma tensão de entrada igual a 230 V, pelo que está ligado directamente a uma das fases. O conversor produz dois sinais de saída de amplitude +15 V e -15 V.

Como explicado anteriormente a parte electrónica de comando está isolada electricamente da parte de potência através de isoladores ópticos. Os *optocouplers* seleccionados foram os dispositivos MOC3020, que são especialmente concebidos para aplicações que requerem o isolamento entre o sinal de *trigger* e o triac. Estes componentes

O esquema deste dispositivo é o seguinte:



Os interruptores semicondutores de potência utilizados na implementação foram os triacs BTB26600B. Estes dispositivos suportam correntes até 25 A e tensões na ordem dos 600 V, pelo que são capazes de suportar as tensões e correntes de funcionamento do Autotransformador trifásico. Apresentam velocidades de comutação na ordem dos μ s, característica importante para o comando do momento de ligação. Os triacs foram montados em dissipadores de calor, uma vez que, mesmo estando ligados apenas durante alguns segundos, apresentavam temperaturas um pouco elevadas. O circuito constituído pelo *optocoupler* e o triac foi implementado de acordo com as recomendações indicadas na folha de dados do fabricante (Figura 46).



A resistência de $470\ \Omega$ e o condensador de $0.05\ \mu F$ são usados para proteger o acoplador do aumento rápido da tensão que pode ocorrer no sistema.

O sinal de comando é aplicado ao ânodo do LED, que ao emitir um feixe de luz, acciona o diac, permitindo a condução instantânea do interruptor semiconductor.

53

distorção na forma de onda de saída. Assim, usaram-se transformadores com uma dimensão um pouco maior que são visíveis na Figura 47.

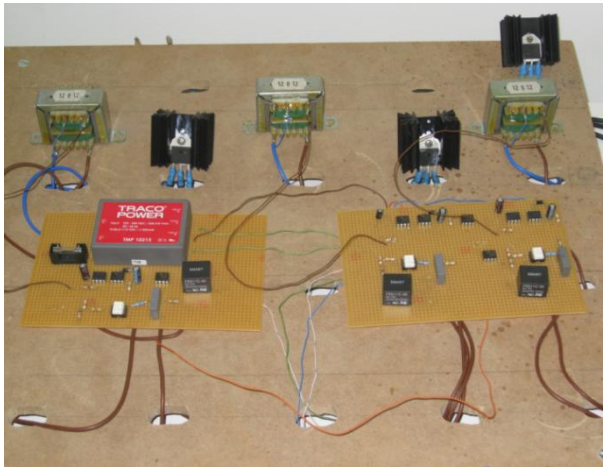


Figura 47 – Aspecto geral do circuito de comando construído.

Na Figura 48 observa-se as formas de onda da tensão aplicada ao autotransformador trifásico no instante inicial em que os interruptores são accionados. O sinal a azul corresponde ao sinal de impulso aplicado ao isolador óptico, a amarelo tem-se a forma de onda da tensão que é aplicada ao autotransformador.

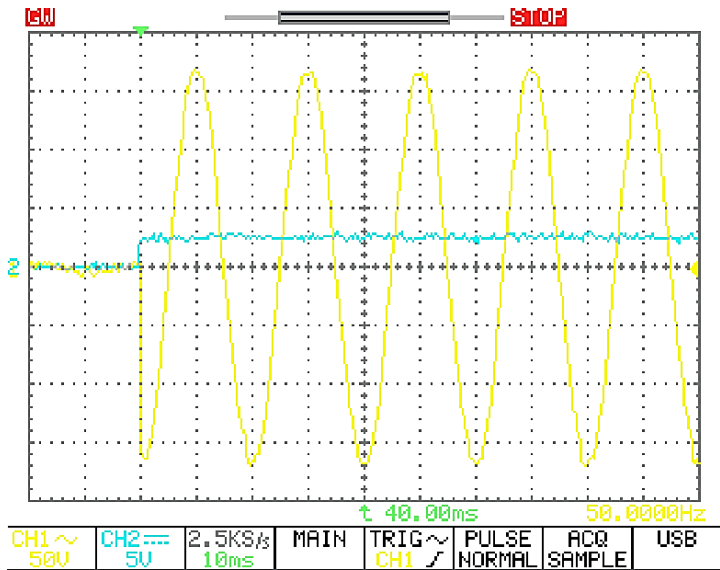


Figura 48 – Formas de onda da tensão aplicada ao transformador no momento de ligação (amarelo) e do sinal de impulso ao interruptor electrónico (amarelo).

Como se pode verificar, o sinal de comando aplicado ao interruptor electrónico ocorre no preciso momento em que a tensão de cada fase está a passar no seu pico negativo, deste modo, a tensão só é aplicada aos terminais do autotransformador quando apresenta valor máximo. Este resultado é evidenciado na Figura 48. A forma de onda da tensão que aos terminais principais do triac é zero antes do sinal de impulso, e assim que o interruptor é ligado a tensão é-lhe aplicada.

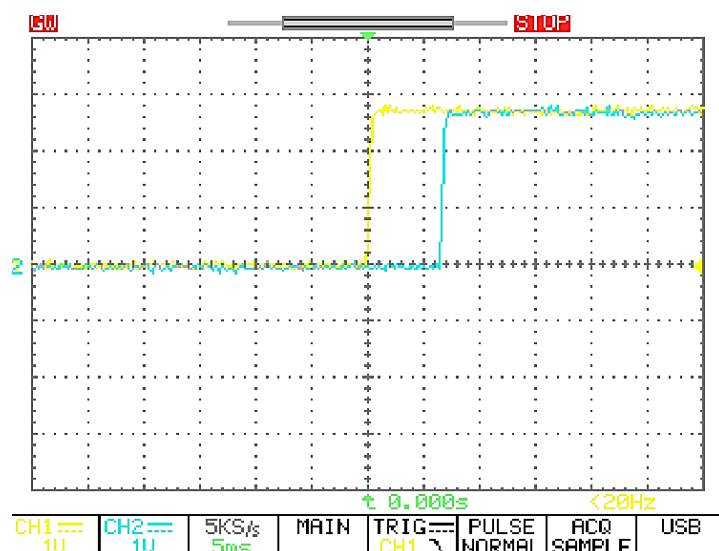


Figura 49 – Formas de onda dos sinais de impulso produzidos pelo circuito electrónico analógico, para duas fases.

Na Figura 49 observa-se, em pormenor, as formas de onda dos sinais de impulso produzidos pelo circuito electrónico para duas fases consecutivas do autotransformador trifásico. De notar que, o segundo sinal é activado aproximadamente 6,7 ms depois do primeiro sinal de impulso, devido à desfasagem entre duas fases consecutivas da rede. Como o período da rede a 50 Hz é 20 ms, cada fase vem desfasada 6,67 ms em relação à outra.

Como explicado anteriormente o interruptor electrónico é curto circuitado alguns segundos depois por um interruptor temporizado, pelo que, o autotransformador passa a ser alimentado pelo contactor electromecânico. Após este procedimento a parte electrónica de comando e os respectivos triacs são desconectados. Na Figura 50 pode-se observar a montagem dos contactores na implementação do trabalho.

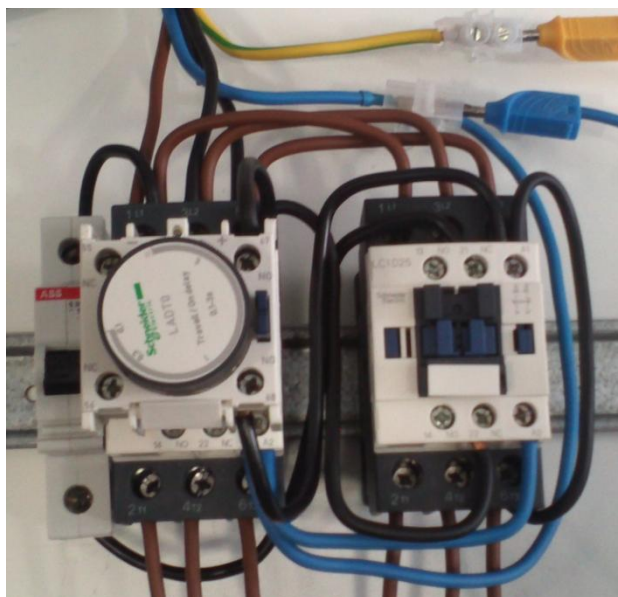


Figura 50 – Contactores electromecânicos utilizados para curto circuitar os interruptores electrónicos.

Para analisar de forma mais detalhada a montagem dos contactores electromecânicos na figura seguinte está representado o esquema de ligação dos contactores.

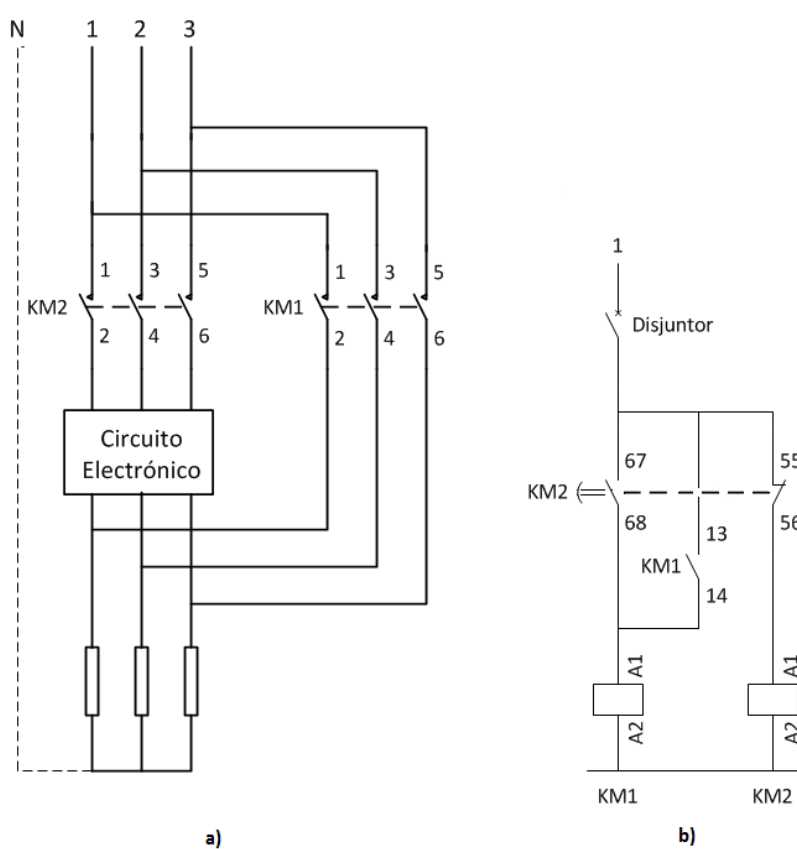


Figura 51 – Esquema de ligação dos contactores mecânicos. a) circuito de potência; b) circuito de comando.

7.3. Ligação simultânea das três fases

Ligando as três fases do autotransformador ao acaso, a tensão é aplicada em instantes aleatórios. Este tipo de ligação introduz fluxo magnético assimétrico nos enrolamentos do autotransformador, levando à saturação do núcleo de ferro, o que por sua vez origina correntes transitórias de magnetização em pelo menos uma das fases. A figura seguinte, mostra, as três correntes de magnetização para o mesmo momento de ligação do autotransformador.



Figura 52 – Formas de onda das correntes de magnetização do autotransformador trifásico obtidas para o mesmo instante de ligação.

Observa-se que a corrente de magnetização das fases 2 e 3, alcançam valores relativamente altos no primeiro ciclo após a energização do autotransformador. De facto, na fase 3 a corrente de magnetização atinge um valor de pico inicial muito elevado. Pelo contrário, na fase 1, o instante de ligação é quase óptimo. Pode ver-se que a forma de onda da corrente de magnetização é praticamente simétrica, apresentando apenas um ligeiro pico inicial.

Ao ligar o autotransformador num instante aleatório verifica-se que ocorrem correntes transitórias em pelo menos duas fases do sistema trifásico.

As figuras exibidas a seguir, mostram as correntes transitórias para uma ligação aleatória de cada fase do autotransformador. Registaram-se as formas de onda da tensão (cor amarelo) e da corrente (cor azul).

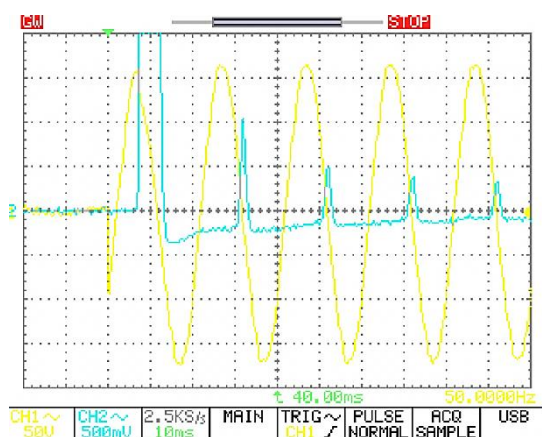


Figura 53 – Registo temporal da tensão e corrente.
Ligação aleatória da fase 1.

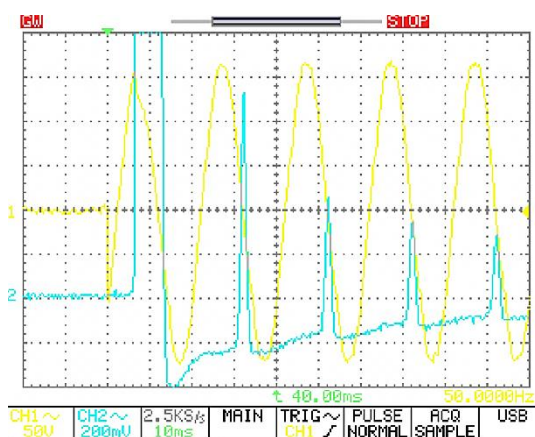


Figura 54 – Registo temporal da tensão e corrente.
Ligação aleatória da fase 2.

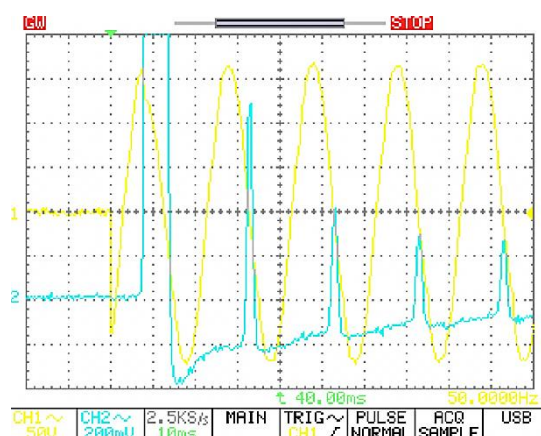


Figura 55 – Registo temporal da tensão e corrente. Ligação aleatória da fase 3.

Para uma ligação não controlada das fases do autotransformador trifásico registaram-se as correntes das figuras apresentadas acima. Observam-se picos de corrente elevados nos primeiros ciclos após a energização do autotransformador. De notar que, as formas de onda aqui obtidas não dizem respeito ao pior caso possível, ou seja quando a tensão aplicada aos enrolamentos do autotransformador está a passar por zero. A corrente transitória aumenta para instantes de ligação mais próximos do pior caso. As fases foram ligadas aproximadamente 1,5 ms depois do instante óptimo considerado neste trabalho. De notar que, a escala da corrente da Figura 53 é 500mV/divisão, pelo que dá a entender que a corrente transitória observada para a fase 1 é menor do que as outras duas fases.

7.4. Ligação controlada de cada fase

Nas figuras 49, 50 e 51 observam-se as formas de onda das tensões e correntes de magnetização obtidas para o momento de ligação em que a tensão de cada fase atinge o valor máximo negativo.

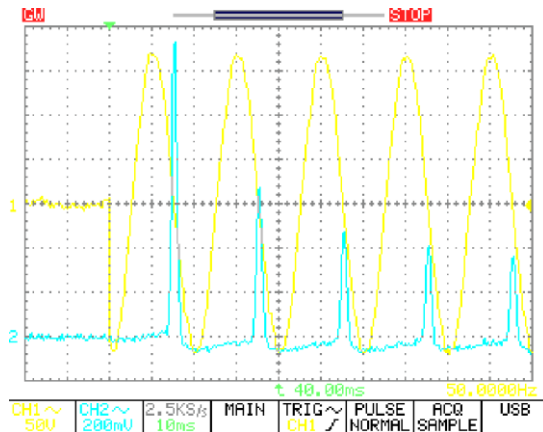


Figura 56 – Tensão e corrente na fase 1. Instante de ligação em que a tensão atinge o valor máximo.

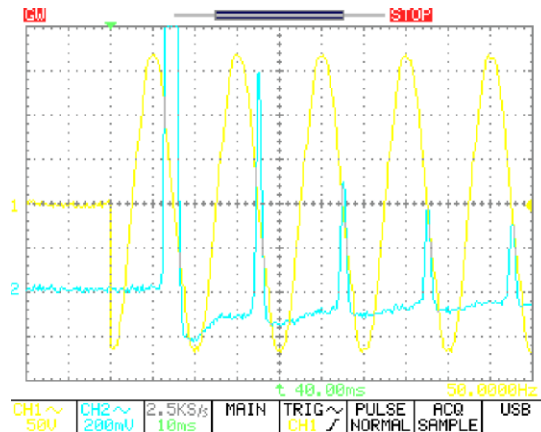


Figura 57 – Tensão e corrente na fase 2. Instante de ligação em que a tensão atinge o valor máximo.

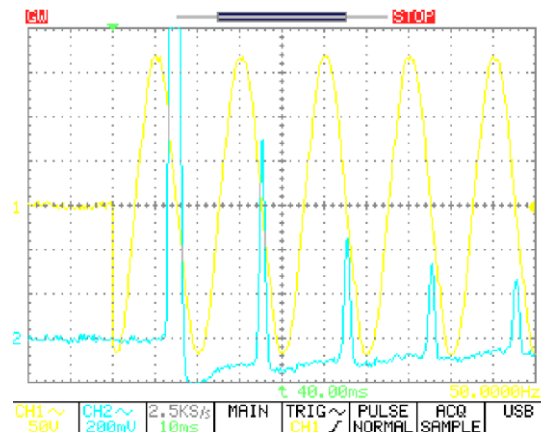


Figura 58 – Tensão e corrente na fase 3. Instante de ligação em que a tensão atinge o valor máximo.

Nas três figuras anteriores é possível averiguar que a tensão de cada fase é aplicada ao autotransformador trifásico no instante em que a forma de onda de cada fase passa no seu pico máximo (cor amarelo), o que comprova o bom funcionamento do circuito electrónico de comando. Comparando com as figuras 49, 50 e 51 verifica-se que existe uma diminuição no valor de pico inicial atingido para as correntes das três fases do autotransformador.

A diferença que se observa entre as correntes obtidas para o instante óptimo e para o instante aleatório (Figuras 49, 50 e 51) seria mais evidente caso fossem comparadas para o pior caso de ligação do autotransformador. Observar-se-ia uma redução, da corrente transitória, muito mais acentuada.

Verificam-se maiores diminuições da corrente transitória na fase 1 do autotransformador uma vez que, como explicado no capítulo 7.1, o fluxo residual na fase 1 está mais próximo de zero, pelo que, ao ligar esta fase no momento em que a tensão é máxima garante que o instante de ligação seja quase óptimo.

Sem o conhecimento prévio do valor do fluxo residual nas três fases do autotransformador no momento de ligação, este método comprova ser bastante eficaz uma vez que, o fluxo forçado pela tensão aplicada aos enrolamentos é zero.

8 Conclusões e trabalho futuro

Neste capítulo são apresentadas as conclusões e reflexões acerca do trabalho realizado nesta dissertação. Os principais resultados obtidos são discutidos e analisados. Por fim são apresentadas as perspectivas futuras baseadas nos resultados obtidos. Posteriormente são apresentados alguns trabalhos futuros e sugestões de melhoramento.

Neste trabalho, o circuito electrónico de comando projectado e implementado mostrou ser eficiente na ligação sequencial das três fases do autotransformador. Verificou-se que cada fase é ligada no preciso momento em que a tensão atinge o pico máximo negativo. O interruptor electrónico é assim accionado no momento certo e não se verifica nenhum atraso prejudicial ao bom funcionamento do sistema.

Através de simulação verificou-se que a estratégia apresentada e desenvolvida neste trabalho é capaz de reduzir significativamente a amplitude dos regimes transitórios de corrente nas fases do transformador. O ciclo de histerese do transformador de potência analisado por meio de simulação é um ciclo de histerese “estrito”, pelo que o fluxo residual presente no núcleo de ferro após o transformador ser desligado está muito próximo de zero. Assim, ao conectar no momento em que a tensão da rede atinge o pico máximo, o instante de ligação é quase ideal. Por simulação verificou-se uma redução de aproximadamente 50 % na amplitude da corrente transitória.

Sem conhecimento do valor do fluxo remanescente que permanece no núcleo do transformador, o momento certo para ligar o transformador ocorre no instante em que a tensão é máxima, uma vez que o fluxo inicial forçado é zero. Assim, o fluxo no interior do núcleo de ferro apenas sofre um aumento correspondente ao valor do fluxo residual. Esta técnica foi implementada neste trabalho e os resultados que se obtiveram comprovam estes fundamentos.

Verificou-se uma diminuição significativa nos regimes transitórios obtidos com o uso do circuito de comando desenvolvido, quando comparado com uma energização aleatória do autotransformador. Pela análise das formas de onda, verificou-se que na fase 1 do autotransformador obtêm-se resultados melhores, uma vez que o fluxo remanescente nesta fase é menor do que nas fases 2 e 3.

Os resultados alcançados experimentalmente não são tão satisfatórios como os observados em simulação. Isto dever-se-á ao facto da característica de histerese do autotransformador não apresentar um ciclo de histerese tão “estrito” como a característica do transformador utilizado nas simulações. Deste modo, os resultados verificados na prática não são os inicialmente previstos. No entanto, é demonstrado que com o interruptor electrónico projectado e desenvolvido neste trabalho consegue-se reduzir os regimes transitórios.

De realçar que este sistema pode ser empregado em qualquer tipo de transformador, monofásico ou trifásico, desde que a tensão do primário seja 230 V.

Conclui-se que através da conveniente ligação dos 3 triacs, realizados pelo circuito electrónico, consegue-se reduzir significativamente o transitório em todas as fases do autotransformador. Esta estratégia demonstra ser um bom método para ligar o transformador quando não se sabe o valor e o sentido do fluxo remanescente.

Como visto anteriormente neste texto, numa primeira fase do trabalho efectuou-se um estudo aprofundado sobre a ocorrência de transitórios assim como a verificação, através de simulação, da resposta do fluxo no núcleo do transformador e da corrente transitória de magnetização para diferentes instantes de ligação e para diferentes valores de fluxo remanescente, desde o seu valor máximo até zero. Cada simulação demorou aproximadamente entre 10 a 15 minutos e foram realizados cerca de 20 simulações.

Durante a construção do interruptor deparamo-nos com alguns contratempos e dificuldades. O sistema final implementado sofreu ligeiras alterações no decorrer da sua construção. Antes da utilização do flip flop tipo D tinha-se projectado, depois do circuito comparador, a utilização de um díodo rectificador seguido de uma resistência e um condensador ligados em paralelo e à massa do circuito, de modo a que depois da tensão sofrer uma alternância negativa/positiva esta se manter constante como um sinal em degrau. Tal circuito não se mostrou eficaz no comando das fases do autotransformador uma vez que o valor de tensão na altura de energização poderia ser tal que introduzisse logo à saída do comparador uma tensão positiva o que iria levar à activação imediata do interruptor. Foi então usado um dispositivo sem memória (flip flop) que só é activado uns ciclos depois e apenas quando à entrada do relógio surge uma alternância positiva/negativa.

A escolha do isolador óptico também influenciou a construção do circuito de comando. Inicialmente o circuito projectado e construído produzia um sinal de amplitude 5 V. No entanto o *optocoupler* disponível funcionava para um sinal de entrada na ordem dos 3 V, e assim, o circuito teve de ser ligeiramente modificado para garantir o valor necessário ao seu correcto funcionamento. A implementação do interruptor e as simulações apresentadas anteriormente já tiveram em conta estas mudanças.

Devido aos problemas encontrados e à preferência de implementar o sistema de comando em circuito impresso, a construção do circuito de comando e dos respectivos interruptores demorou cerca de 5 meses.

Os ensaios finais, já com o sistema construído, demoraram aproximadamente 1 mês e obtiveram-se aproximadamente 10 gráficos por fase, para instantes de ligação aleatórios e para uma energização controlada.

Os trabalhos futuros consistem na adaptação do sistema implementado para proporcionar a utilização deste em transformadores com tensões e correntes superiores às consideradas nesta dissertação. Poderá ser utilizado um sistema capaz de reduzir o fluxo residual quando o transformador é desligado, e assim, com a aplicação desse sistema e o circuito electrónico desenvolvido neste trabalho poder-se-ão obter melhores reduções nas correntes transitórias. O circuito de comando pode ainda ser substituído por um dispositivo programável capaz de comandar a abertura e fecho dos interruptores electrónicos.

9 Bibliografia

- [1] Fleming, J. A. (1892), 'Experimental researches on alternate-current transformers', *Electrical Engineers, Journal of the Institution of*, 21 (101), 594-686.
- [2] Steurer, M. e Frohlich, K. (2002), 'The impact of inrush currents on the mechanical stress of high voltage power transformer coils', *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 17 (1), 155-60.
- [3] Ebner, Andreas (2007), 'Transient Transformer Inrush Currents due to Closing Time and Residual Flux Measurement. Deviations if Controlled Switching is used'.
- [4] AMETHERM (2001), *Circuit Protection Thermister specification sheets*.
- [5] Panthala, Seshanna (n.d.), 'Inrush Current Control in Transformers'.
- [6] Cui, Yu, et al. (2005), 'A Sequential Phase Energization Technique for Transformer Inrush Current Reduction - Part I: Simulation and Experimental Results', *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, pp. 943-49.
- [7] Moraw, G. (1988), 'Point-on-Wave Controlled Switching of High Voltage Circuit Breakers', *CIGRÉ Session 1988*.
- [8] J. A. Oliveira Martins, 'Eliminação de transitórios na ligação de transformadores trifásicos'. Tese de Mestrado, Instituto Superior Técnico, Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, 1986.
- [9] Brunke, J. H. e Frohlich, K. J. (2001), 'Elimination of transformer inrush currents by controlled switching. I. Theoretical considerations', *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 16 (2), 276-80.
- [10] Ebner, Andreas (2007), 'Transient Transformer Inrush Currents due to Closing Time and Residual Flux Measurement. Deviations if Controlled Switching is used'.
- [11] Ebner, Andreas, Bösh, M., e Cortesi, R. (n.d.), 'Controlled Switching of Transformers - Effects of closing time scatter and residual flux uncertainty'.

- [12] Ebner, Andreas (2009), 'Reduction of voltage stress and inrush current of power transformers using controlled switching', *Electricity Distribution - Part 1, 2009. CIRED 2009. 20th International Conference and Exhibition on*, 1-4.
- [13] Blume, L. F., et al. 'Transformer Magnetizing Inrush Currents and Influence on System Operation'.
- [14] Lin, C. E., et al. (1993), 'Investigation of magnetizing inrush current in transformers. II. Harmonic analysis', *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 8 (1), 255-63.
- [15] Shyh-Jier, Huang, Ching-Lien, Huang, e Cheng-Tao, Hsieh (1996), 'A method of supervising power system harmonic trends', *Circuits and Systems, 1996. ISCAS '96., Connecting the World., 1996 IEEE International Symposium on* (1), 685-88 vol.1.
- [16] Kobet, Gary L., McCannon, Walter P., e Patterson, Russel W. (n.d.), 'A Consideration of Inrush Restraint Methods in Transformer Differential Relays'.
- [17] Lawhead, Larry e Hamilton, Randy (2004), 'Harmonic Sharing for Effective Detection of Transformer Inrush Condition in Differential Protection Schemes', *Western Protective Relay Conference*.
- [18] Kasztenny, Bogdan e Kulidjian, Ara (2000), 'An Improved Transformer Inrush Restraint Algorithm Increases Security While Maintaining Fault Response Performance'.
- [19] Hunt, R., Schaefer, J., e Bentert, B. (2008), 'Practical Experience in Setting Transformer Differential Inrush Restraint', *Protective Relay Engineers, 2008 61st Annual Conference for*, 118-41.
- [20] El-Naggar, M. F., et al. (2007), 'A novel image-based approach for discrimination between internal faults and magnetizing inrush currents in power transformers', *Power Engineering Conference, 2007. AUPEC 2007. Australasian Universities*, 1-6.
- [21] Yacamini, R. e Abu-Nasser, A. (1981), 'Numerical calculation of inrush current in single-phase transformers', *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, 128 (6), 327-34.
- [22] Gomez-Morante, M. e Nicoletti, D. W. (1999), 'A wavelet-based differential transformer protection', *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 14 (4), 1351-58.

- [23] Ferrero, A., Sangiovanni, S., e Zappitelli, E. (1995), 'A fuzzy-set approach to fault-type identification in digital relaying', *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 10 (1), 169-75.
- [24] Wiszniewski, A. e Kasztenny, B. (1995), 'A multi-criteria differential transformer relay based on fuzzy logic', *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 10 (4), 1786-92.
- [25] Perez, L. G., et al. (1994), 'Training an artificial neural network to discriminate between magnetizing inrush and internal faults', *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 9 (1), 434-41.
- [26] Cheng, C. L., et al. (2006), 'Effect of Non-Sinusoidal Excitation to Inrush Current for Transformer', *Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on*, 1-6.
- [27] Fitzgerald, A. E., Charles Kingsley, Jr., e Umans, Stephen D. (2006), *Máquinas elétricas*.
- [28] Matsch, Leander W. e Morgan, J. Derald (1986), *Electromagnetic and electromechanical machines* (3 edn.).
- [29] McPherson, George e Laramore, Robert D. (1921), *An introduction to electrical machines and transformers* (Second edn.).
- [30] Steinmetz, Charles Proteus (1971), *Lectures on Electrical Engineering - Transient electrical phenomena* (3).
- [31] P. A. C. Pimenta Nogueira, 'Protecção de um Transformador de Potência Permitindo Transitórios devido à Saturação', Tese de Mestrado, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Departamento de Engenharia Electrotécnica, 2010.
- [32] Guerra, Francisco das Chagas F., Araújo, Leandro de Luna, e Medeiros, Luydi Dandgel C. de 'Correntes Transitórias de Magnetização em Transformadores de Potência'.
- [33] Brunke, J. e Steurer, M. (1988), 'Contribution to question 1.4 on report 13.110 cigre 1998', *CIGRÉ Session*.
- [34] Eslami, Ali e Vakilian, Mehdi (2009), 'Analytic Computation of Inrush Current and Finite Element Analysis of Magnetic Field in Power Transformers', *24 rd International Power System Conference*.

- [35] Povh, D. e Schultz, W. (1978), 'Analysis of Overvoltages Caused by Transformer Magnetizing Inrush Current', *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-97 (4), 1355-65.
- [36] Lee, H. J., et al. (2005), 'Analysis of the harmonic resonance during energizing the primary restorative transmission systems', *Power Tech, 2005 IEEE Russia*, 1-5.
- [37] Goldsworthy, D., et al. (2008), 'Controlled Switching of HVAC Circuit Breakers: Application Examples and Benefits', *Protective Relay Engineers, 2008 61st Annual Conference for*, 520-35.
- [38] A. M. Gonçalves Pronto, 'Análise de perdas em sistemas de energia que empregam materiais supercondutores de alta temperatura', Tese de Doutorado, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Departamento de Engenharia Electrotécnica, 2010.
- [39] J. A. Oliveira Martins, 'Contactor electrónico multipolar programável, com temporização independente dos pólos', Patente nº 84673, 1987-04-14

Anexo I

Esquema do Circuito Electrónico

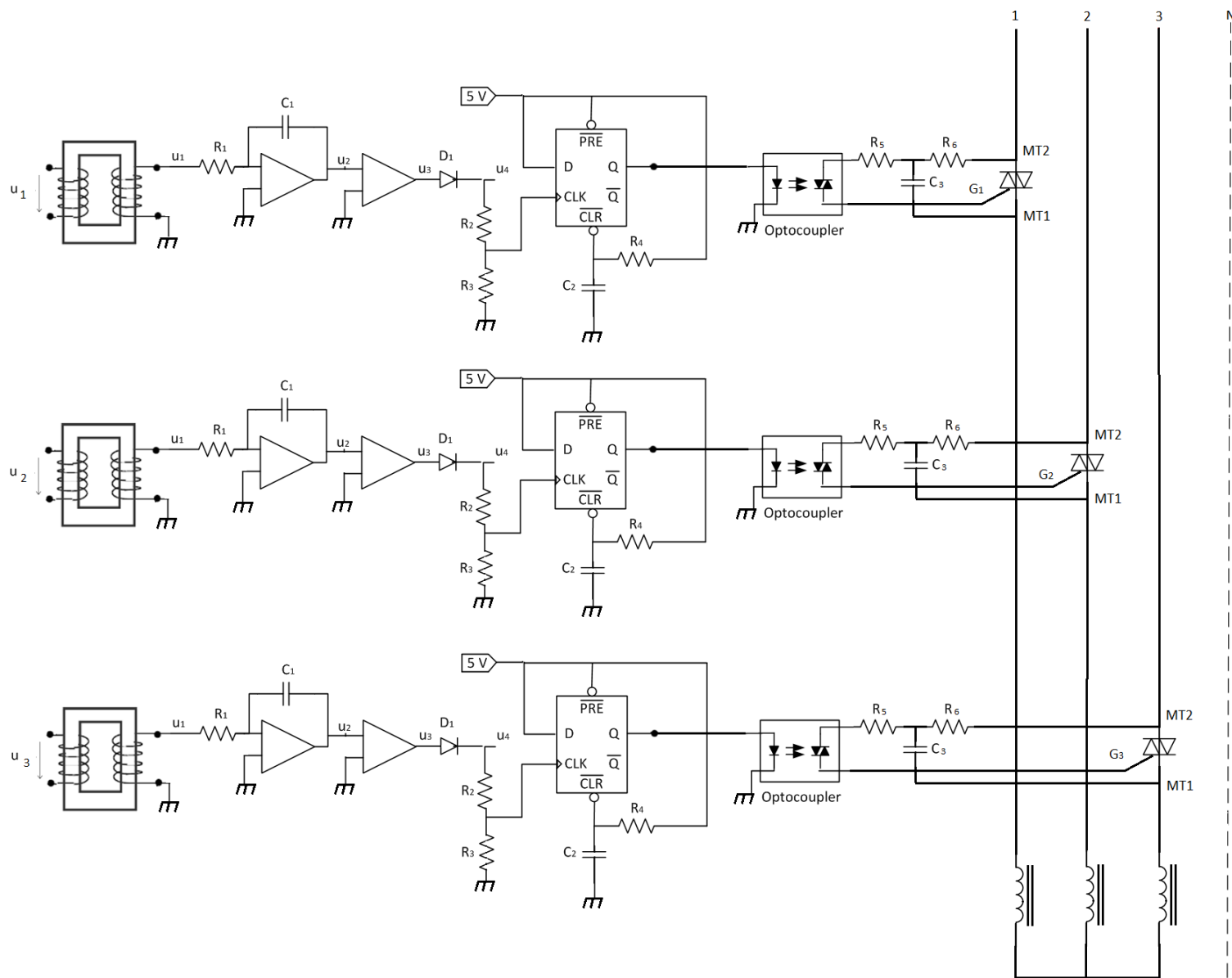


Figura 59 – Esquema de ligações do circuito electrónico.